

TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Sähkötekniikan osasto

Tomas Sehm

PLANAARINEN 38 GHz:N LINKKIAN TENNI

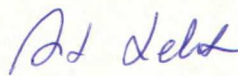
Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 22.8.1995.

Työn valvoja



Antti Räisänen

Työn ohjaaja



Arto Lehto

TKK SÄHKÖTEKNIIKAN
OSASTON KIRJASTO
OTAKAARI 5 A
02150 ESPOO

19728

Tekijä:	Tomas Sehm		
Työn nimi:	Planaarinen 38 GHz:n linkkiantenni		
Päivämäärä:	21.8.1995	Sivumäärä: 72	
Osasto:	Sähkötekniikan osasto		
Professuuri:	S-26 Radiotekniikka		
Työn valvoja:	Prof. Antti Räisänen		
Työn ohjaaja:	TkT Arto Lehto		
<p>Diplomityössä suunnitellaan taajuusalueelle 37,0–39,5 GHz planaarinen massatuotantoon soveltuva linkkiantenni. Antenni on rakenteeltaan yksinkertainen ja täten edullinen valmistaa.</p> <p>Antennin vahvistuksen tulee ylittää 32 dBi ja suuntakuvion täyttää ETSI-standardin vaatimukset linkkiantenneille. Antennin sovituksen on oltava hyvä (heijastuskerroin <-20 dB) koko taajuuskaistalla.</p> <p>Suunnitellussa antennissa on 256 säteilijäelementtiä, ja se koostuu kahdesta osasta. Toinen osa sisältää syöttöverkon ja toinen säteilijäelementit.</p> <p>Syöttöverkko on rakennettu suorakulmaisista aaltoputkista ja T-liitoksista. T-liitokset on sovitettu sijoittamalla pieni tappi jokaisen T-liitoksen sisäänmenoporttiin. T-liitoksien sovituksen parantamiseen on myös käytetty pyöristettyä jakajaa.</p> <p>Säteilijäelementtinä käytetään muunneltua laatikkotorvea. Tämä torvi toimii E-tasossa tavallisen E-torven tapaan, mutta H-tasossa voidaan laatikkotorven mittojen valinnalla vaikuttaa apertuurikenttään. Näin voidaan saada antenniryhmän suuntakuvion sivukeilataso matalaksi.</p> <p>Työssä esitetään 4-elementtisen laatikkotorviryhmän mittaustulokset. Mittaustulokset osoittavat antenniryhmän toimivan suunnitellulla tavalla. 4-elementtisen ryhmän vahvistukseksi mitattiin 21,2 dBi, mikä vastaa 67 %:n apertuurihyötysuhdetta. Erityisesti pystypolarisaatiolla mitattu suuntakuviota parempi. Pystypolarisaatio on radiolinkkiyhteyksillä käytetyin, koska sadevaimennus on tällä polarisaatiolla pienin.</p>			
Avainsanat:	Planaarinen antenni, linkkiantenni, laatikkotorvi, millimetriaalto-alueen antenni		

Utfört av:	Tomas Sehm		
Arbetets namn:	En planar radiolänkantenn för 38 GHz		
Datum:	21.8.1995	Sidoantal:	72
Avdelning:	Elektrotekniska avdelningen		
Professur:	S-26 Radioteknik		
Övervakare:	Prof. Antti Räisänen		
Handledare:	TkD Arto Lehto		
<p>I diplomarbetet planeras för frekvensområdet 37,0–39,5 GHz en planar radiolänkantenn, som lämpar sig för massproduktion. Antennen är till sin konstruktion enkel och därför billig att tillverka.</p> <p>Antennens förstärkning skall överstiga 32 dBi och riktkurvan uppfylla ETSI-standarden för radiolänkantenner. Antennanpassningen skall vara bra (reflektionskoefficient < -20 dB) över hela frekvensområdet.</p> <p>I den planerade antennen finns 256 strålningselement och den består av två delar. I den ena delen finns matningsnätverket och i den andra strålningselementen.</p> <p>Matningsnätverket är byggt av rektangulära rörvägledare och T-delare. T-delarna är anpassade genom att placera en liten tapp i ingångsporten till T-delaren. För att bättra på T-delarnas anpassning har också anrundade fördelare använts.</p> <p>Modifierande lådhornantenner används som strålningselement. Denna typ av hornantenn fungerar som en vanlig E-hornantenn i E-planet, men i H-planet kan man påverka fältet i aperturen genom att ändra på elementets mått. På det här sättet får man för antennen en riktkurva med låg sidolobsnivå.</p> <p>I det här arbetet presenteras mätresultat för en lådhornsgrupp bestående av fyra element. Mätresultaten visar att antennen fungerar som planerat. Antennen med fyra element har en mätt förstärkning på 21,2 dBi, vilket motsvarar en strålningsverkningsgrad på 67 %. Den mätta riktkurvan för vertikal polarisation är bättre än den uträknade. Vertikal polarisation är den mest använda pga. att regndämpningen för den är lägst.</p>			
Nyckelord:	Planar antenn, radiolänkantenn, lådhorn, millimetervågsantenn		

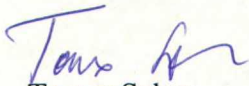
Author:	Tomas Sehm		
Name of the thesis:	A Planar 38 GHz Radio Relay Antenna		
Date:	21.8.1995	Number of pages: 72	
Faculty:	Electrical Engineering		
Professorship:	S-26 Radio Engineering		
Supervisor:	Prof. Antti Räisänen		
Instructor:	Dr. Tech. Arto Lehto		
<p>In this master's thesis a planar radio relay antenna, suitable for massproduction, has been designed for the frequency range of 37.0–39.5 GHz. The construction of the antenna is simple and therefore inexpensive to manufacture.</p> <p>The antenna gain should exceed 32 dBi and the radiation pattern should meet the requirements set by the ETSI standard for radio relay antennas. The matching of the antenna must be good (reflection coefficient < -20 dB) over the whole frequency range.</p> <p>The designed antenna has 256 radiation elements and consists of two parts. One contains the feed network and the other the radiation elements.</p> <p>The feed network is built of rectangular waveguides and T-junctions. The T-junctions are matched by placing a small tap in the input port of every T-junction. A rounded divider has also been used in the T-junctions to improve the matching.</p> <p>The radiation elements used are modified box horns. This horn works like an ordinary E-horn in the E-plane, but in the H-plane one can change the aperture field by changing the shape of the horn. In this way a radiation pattern with low sidelobe level is achieved for the antenna array.</p> <p>The measured results for a 4-element array are presented in this work. The results show that the antenna array works as designed. The 4-element array has an measured gain of 21.2 dBi, which corresponds to an aperture efficiency of 67 %. The measured radiation pattern for vertical polarization is better than the calculated one. Vertical polarization is the most used due to the fact that the rain attenuation is then at its lowest.</p>			
Keywords:	Planar antenna, radio relay antenna, box horn, millimeterwave antenna		

Alkulause

Tämä diplomityö on tehty Teknillisen korkeakoulun Radiolaboratoriossa ja työn rahoittajana oli Nokia Telecommunications Oy / Mikroaaltoradiot. Yritystä ja työni valvojaa, professori Antti Räisästä, kiitän erittäin haastavasta ja opettavaisesta diplomityöaiheesta sekä saamistani hyvistä neuvoista. Suuren kiitoksen ansaitsee ohjaajani TkT Arto Lehto erinomaisesta ohjauksesta ja tekstini oikeellisuuden tarkistamisesta, mutta ennen kaikkea lukuisista loistavista ideoista ja neuvoista.

Nokia Telecommunications Oy:n edustajaa DI Petri Mikkosta haluan kiittää hänen tarjoamasta tuesta sekä myönteisestä suhtautumisesta koko diplomityön aikana. Samoin haluan kiittää koko radiolaboratorion henkilökuntaa saamastani avusta.

Otaniemessä 21.8.1995


Tomas Sehm

SISÄLLYSLUETTELO

TIIVISTELMÄ.....	i
SAMMANDRAG	ii
ABSTRACT OF THE MASTER'S THESIS.....	iii
ALKULAUSE.....	iv
SISÄLLYSLUETTELO	v
SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO	vii
1. JOHDANTO.....	1
2. ANTENNITEORIA.....	3
2.1 ANTENNIN PARAMETREJÄ.....	3
2.1.1 Pääkeilan leveys.....	3
2.1.2 Sivukeilataso	3
2.1.3 Suuntaavuus	3
2.1.4 Vahvistus.....	4
2.1.5 Efektiivinen pinta-ala	4
2.1.6 Antennin polarisaatio	4
2.2 SÄTEILIJÖITÄ	4
2.2.1 Säteilykuvion laskeminen.....	5
2.2.2 Aukko	6
2.2.3 Avoin aaltojohto.....	8
2.2.4 Torviantenni.....	8
2.2.5 Heijastin- ja linssiantennit.....	15
2.3 ANTENNIRYHMÄ	16
2.3.1 Ryhmäkerroin.....	17
2.3.2 Lineaarinen ryhmä	17
2.3.3 Elementtivälin vaikutus.....	18
2.3.4 Planaarinen ryhmä.....	20
2.3.5 Epätasaisesti syötetty lineaarinen tasavälinen ryhmä	21
2.3.6 Elementtien välinen kytkentä	25
3. PLANAARISIA ANTENNEJA.....	26
3.1 AALTOPUTKIAN TENNI	26
3.2 MIKROLIUSKA-ANTENNI.....	27
3.3 RIPUSTETTU LIUSKAJOHTOANTENNI	28
3.4 RLSA-ANTENNI	29
3.5 ANTENNIRAKENTEIDEN VERTAILUA	29
4. PLANAARINEN LINKKIAN TENNI	31
4.1 SYÖTTÖVERKON SUUNNITTELU.....	31
4.1.1 Syöttöjohdon valinta.....	32
4.1.2 Suorakulmainen aaltoputki	33
4.1.3 Aaltoputken mittojen valinta.....	34

4.1.4 Aaltoputken häviöt.....	34
4.1.5 Mutka aaltoputkessa.....	35
4.1.6 Aaltoputken leveyden muuttaminen.....	37
4.1.7 Elementtivälin valinta.....	37
4.1.8 Aaltoputken T-liitos.....	38
4.1.9 Syöttöverkon rakenne	43
4.1.10 Syöttöverkon sovitus	44
4.2 SÄTEILIJÄELEMENTIN SUUNNITTELU	45
4.2.1 Vaatimukset E-tasossa.....	45
4.2.2 Elementin E-tason mitoitus.....	45
4.2.3 Vaatimukset H-tasossa.....	46
4.2.4 Laatikotorvi.....	47
4.2.5 Elementin mitoitus H-tasossa	50
4.3 SÄTEILIJÄELEMENTIN SIMULOINTI.....	51
4.4 ELEMENTTIEN LUKUMÄÄRÄ	53
4.5 APERTUURIN VALAISUFUNKTIO	53
4.5.1 Synteesimenetelmän valinta.....	54
4.5.2 Elementtien suhteelliset amplitudit	54
4.6 RADOMI.....	56
4.6.1 Radomin paksuus.....	56
4.6.2 Materiaalin valinta.....	57
4.7 VALMISTUSMENETELMÄ.....	57
5. ANTENNIN MITTAUKSET	58
5.1 MITATTU ANTENNI	60
5.2 MITTAUSPAIKKA	60
5.2.1 Vapaan tilan mittaustaikka	61
5.2.2 Heijastukseton huone.....	61
5.3 MITTALAITTEET	61
5.4 MITTAUSMENETELMÄT.....	61
5.4.1 Suuntakuvio.....	61
5.4.2 Vahvistus.....	62
5.4.3 Sovitus.....	62
5.5 MITTAUSTULOKSET	62
5.5.1 Suuntakuvio.....	63
5.5.2 Vahvistus.....	63
5.5.3 Sovitus.....	64
6. POHDINNAT	65
6.1 TULOSTEN VERTAILU	65
6.2 PARANNUSEHDOTUKSET.....	67
6.3 JOHTOPÄÄTÖKSET	68
KIRJALLISUUSVIITTEET	70

SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO

Symboli	Merkitys
A	laatikkotorven apertuurimitta H-tasossa
A'	laatikkotorven syötön mitta H-tasossa
A _e	efektiivinen pinta-ala
AF	ryhmäkerroin
a	aaltoputken leveämmän sivun mitta
a ₁	torviaukon H-tason mitta
a _N	kerroin, N=0,1,2,...
a _{opt}	torven optimimitta H-tasossa
b	aaltoputken kapeamman sivun mitta
b ₁	torviaukon E-tason mitta
b _{opt}	torven optimimitta E-tasossa
C	apumuuttuja
D	antennin halkaisija
D	suuntaavuus
D _E	E-torven suuntaavuus
D _H	H-torven suuntaavuus
D _{MAX}	maksimisuuntaavuus
d	elementtiväli
d _E	elementtiväli E-tasossa
d _H	elementtiväli H-tasossa
E	sähkökenttä
E	apumuuttuja
E ₀	sähkökentän itseisarvo
E _{ELEMENTTI}	säteilijäelementin suuntakuvio
E _{KOK}	antenniryhmän suuntakuvio
E _{MAX}	sähkökentän huippuarvo
E _y	y-akselin suuntainen sähkökenttä
E _φ	sähkökentän φ:n suuntainen komponentti
E _θ	sähkökentän θ:n suuntainen komponentti
e	neperin luku
F	amplitudijakauma
F	apumuuttuja
f	ryhmäkerroin
f	taajuus
f ₁	apumuuttuja
f ₂	apumuuttuja
f _c	katkوتاajuus
f _{cnm}	aaltomuodon nm katkوتاajuus
G	vahvistus
G _e	elementin vahvistus
G _r	antenniryhmän vahvistus
h	korkeus
j	imaginaariyksikkö, $\sqrt{-1}$

k	$= 2\pi/\lambda$, aaltoluku
k'_x	apumuuttuja
k''_x	apumuuttuja
L	pituus
L_E	torven kohtisuora etäisyys syöttöaukosta apertuuriin E-tasossa
l	etäisyys
m	aaltomuotoa kuvaava indeksi
m	apumuuttuja
N	elementtien lukumäärä
N_T	peräkkäisten tehonjakajien lukumäärä
n	aaltomuotoa kuvaava indeksi
n	kokonaisluku
R	kartiotorven pituus
R_s	pintavastus
r	etäisyys
r	säde
r, ϕ, θ	pallokoordinaatit
r_1	kaarevuussäde
r_2	kaarevuussäde
S	apumuuttuja
S_{11}	S-matriisin parametri: heijastuskerroin
S_{21}	S-matriisin parametri: läpäisykerroin
S_{31}	S-matriisin parametri: läpäisykerroin
s	paksuus
t	apumuuttuja
t_1	apumuuttuja
t_2	apumuuttuja
t'_1	apumuuttuja
t'_2	apumuuttuja
t''_1	apumuuttuja
t''_2	apumuuttuja
X	sivuttaissiirtomatka
x	apumuuttuja
x	matka
x, y, z	suorakulmaiset koordinaatit
Y	apumuuttuja
y	apumuuttuja
z	välimuuttuja

α_{cTE10}	TE ₁₀ -aaltomuodon vaimennuskerroin
α_T	T-liitoksen vaimennus
β_{10}	TE ₁₀ -aaltomuodon etenemiskerroin
β_{30}	TE ₃₀ -aaltomuodon etenemiskerroin
γ	välimuuttuja
Δ	matkaero
δ	vaiheensiirto
ϵ_0	$\cong 8,8542 \times 10^{-12}$ F/m, tyhjiön permittiivisyys

ϵ_r	suhteellinen permittiivisyys
ϕ	kulma
η	aaltoimpedanssi
η_{ap}	apertuurihyötysuhde
λ	aallonpituus
λ_0	vapaan tilan aallonpituus
λ_g	aallonpituus aaltojohdossa
μ_0	$= 4\pi \times 10^{-7}$ Vs/Am, tyhjiön permeabiliteetti
Π	kertolasku
π	$\pi \approx 3,1415926535$
θ	kulma
ρ_1	torven sivun pituus H-tasossa
ρ_2	torven sivun pituus E-tasossa
ρ_E	torven pituus E-tasossa
ρ_H	torven pituus H-tasossa
Σ	summa
σ_m	materiaalin johtavuus
ω	kulmataajuus
ψ	avauskulma
ψ_E	avauskulma E-tasossa
ψ_H	avauskulma H-tasossa
\int	integraali

Lyhenne	Merkitys
CAD	Computer Aided Design
E-taso	Sähkökentän suuntainen taso
EHF	Extreme High Frequencies
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FEM	Finite Element Method
H-taso	Magneettikentän suuntainen taso
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HP	Hewlett-Packard
IEE	Institute of Electrical Engineers
IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEICE	Institute of Electronics, Information and Communication Engineers
LOS	Line of sight
RSLA	Radial Line Slot Antenna
SAS	Seisovan aallon suhde
SHF	Super High Frequencies
TE	Aalto, jonka sähkökentällä on vain poikittainen komponentti
TM	Aalto, jonka magneettikentällä on vain poikittainen komponentti
UHF	Ultra High Frequencies
VHF	Very High Frequencies
WR-28	Suorakulmainen standardiaaltoputki, mitat 7,11 mm \times 3,56 mm

1. Johdanto

Lisääntynyt tarve siirtää tietoa paikasta toiseen on synnyttänyt tarpeen rakentaa yhä enemmän langattomia tiedonsiirtoyhteyksiä. Näillä yhteyksillä tulee olla suuri kapasiteetti, ja niiden tulee olla toimintavarmoja. Kahden pisteen väliselle yhteydelle radiolinkkiyhteys on varteenotettava vaihtoehto.

Radiolinkkijärjestelmä on siirtojärjestelmä, joka elektronisia laitteita ja suunnattuja, troposfäärissä eteneviä radioaaltoja käyttäen välittää sopivalla modulaatiolla tietoa kahden paikan välillä (yleensä molempiin suuntiin).

Tällä hetkellä on radiolinkeillä käytössä useita taajuuskaistoja VHF- (30–300 MHz), UHF- (300 MHz–3 GHz), SHF- (3–30 GHz) ja EHF-alueilla (30–300 GHz).

Radiolinkissä on yleensä vapaa näkösuora lähetys- ja vastaanottoantennien välillä (line-of-sight path, LOS). Mikäli näin ei pitkällä jännteillä ole, on kyseessä horisontin takainen radiolinkkijärjestelmä (taipumis-/diffraktio- tai sirontalinkki).

Matkaviestinpalvelut ovat vallanneet alle 3 GHz:n taajuusalueet melko täydellisesti ja vastaavasti on yhä korkeampia taajuuksia otettu radiolinkkikäyttöön. Nykyään toimivat monet järjestelmät 38 GHz:n taajuusalueella. Radiotien vaimennuksen takia käytetään matalampia taajuuksia pitkällä hypyillä ja korkeampia taajuuksia lyhyillä väleillä (syöttölinkkejä).

Radiolinkkejä käytetään erityisesti pitkällä yhteyksillä. Erillisverkoissa, keskusten välisessä liikenteessä ja kaukoverkoissa, missä siirtomatka on pitkä, radiolinkeillä on huomattava osuus. Toisaalta verkkoryhmä- ja paikallisverkoissa (liityntäverkko, access network) linkkien osuus on kasvamassa niiden helpon ja nopean asennuksen takia. Toinen tärkeä sovellusalue on matkaviestinjärjestelmien infrastruktuuri, missä yhteys verkon tukiasemien ja keskuksien välillä hoidetaan radiolinkkien välityksellä [1].

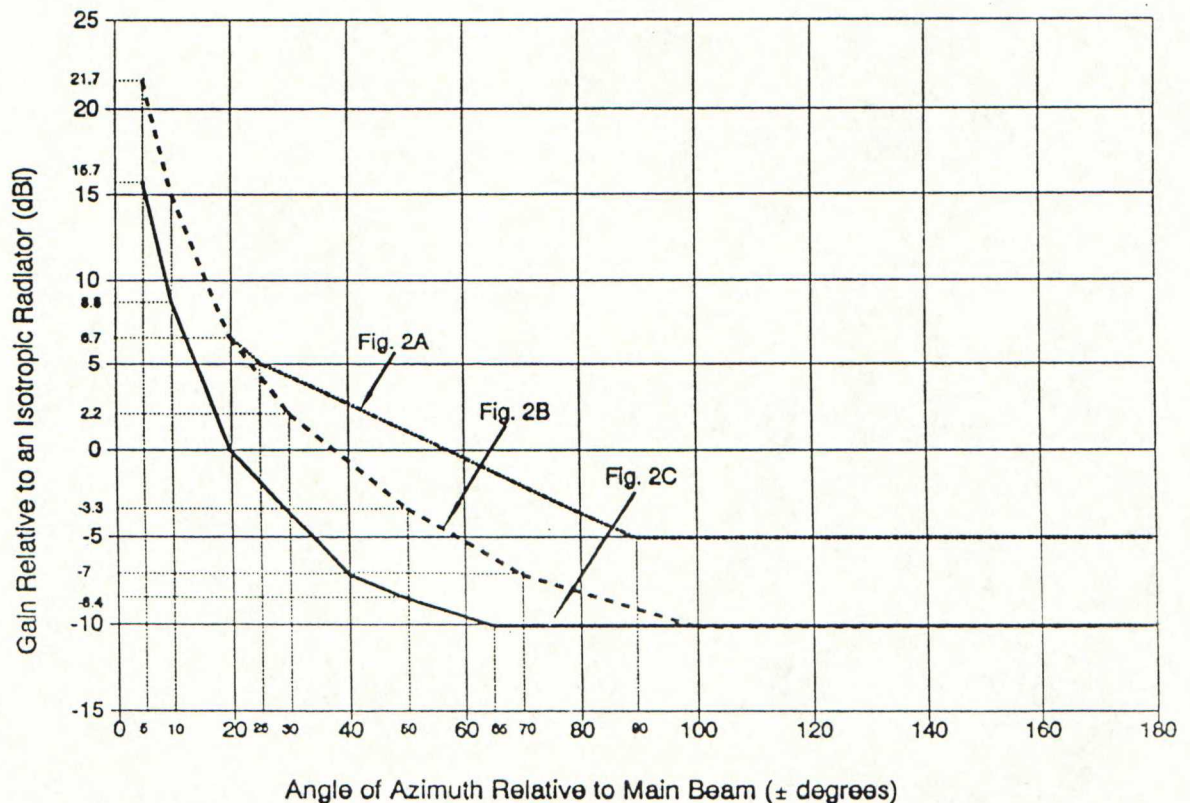
Kun yhteys rakennetaan siten, että toinen piste on asiakkaan luona, on erittäin tärkeää, että rakenne sulautuu ympäristöön mahdollisimman hyvin. Tämä tarkoittaa erityisesti pientä kokoa, mutta myös laitteen ulkoisen muodon tulee olla sopiva.

Tässä työssä keskitytään radiolinkin antennin kehittämiseen. Tavoitteena on löytää edullinen ja ympäristöönsä hyvin sulautettavissa oleva antenni, jonka säteilyominaisuuksista ei jouduta tinkimään liikaa. Antennin tulee lisäksi soveltua massatuotantoon, eli käytettyjen rakenteiden tulee olla yksinkertaisia ja helppoja valmistaa. Tärkeää on tietysti myös antennin valmistuskustannuksien sekä käytettyjen materiaalien hintojen huomioonottaminen.

Tutkimuksessa yritetään löytää taajuusalueelle 37,0–39,5 GHz soveltuva planaarin antenniratkaisu. Antennille asetettavat tavoitteet ovat:

Vahvistus	> 32 dBi
Polarisaatio	Lineaarinen
Paksuus	<< 20 cm
Suuntakuvio	prETS 300 197 standardin mukainen (B-taso)
Paluuvaimennus	> 20 dB

ETSI:n (European Telecommunications Standards Institute) standardissa prETS 300 197 määritellään 38 GHz:n linkkiantennin suuntakuvioiden suurimmat sallitut sivukeilojen tasot (kuva 1.1). Käyrä B pätee standardiantennille ja käyrä C erittäin hyvälle antennille (high performance antenna).



Kuva 1.1. Suuntakuvion verhoikäyrän rajat (prETS 300 197).

Taajuusalueen suhteellinen kaistanleveys on 6,5 %. Yhden linkkijänteen vaatima kaista on puolet tästä, joten antennin minimikaistanleveys on siis 3,3 %. Lisäksi on valittu syöttöjohtoksi WR-28-aaltoputki, jonka mitat ovat: leveys $a = 7,11$ mm ja korkeus $b = 3,56$ mm.

Antennin polarisaatio on lineaarinen, ja sen tulisi täyttää vaatimukset sekä pysty- että vaakapolarisaation tapauksessa. Pienemmän sadevaimennuksen takia käytetään kuitenkin useimmiten pystypolarisaatiota [2].

2. Antenniteoria

Antennit ovat rakenteita, jotka on suunniteltu säteilemään tehokkaasti sähkömagneettista energiaa halutulla tavalla ja haluttuun suuntaan. Ilman tehokasta antennia olisi sähkömagneettinen energia paikallista, ja langaton tiedonsiirto pitkillä etäisyyksillä olisi mahdotonta. Antennin rakenne voi olla hyvinkin vaihteleva suorasta langasta monimutkaiseen monesta komponentista muodostuvaan antenniryhmään, jossa elementtien sijoittelu on tarkkaa.

2.1 Antennin parametrejä

Antennin ominaisuuksia kuvataan erilaisilla parametreillä. Näistä tärkeimmät ovat pääkeilan leveys, sivukeilataso, suuntaavuus, vahvistus ja polarisaatio, jotka määrittellään seuraavasti [3].

2.1.1 Pääkeilan leveys

Tavallisesti keilanleveydellä tarkoitetaan puolen tehon keilanleveyttä θ_{3dB} , joka saadaan suuntakuviosta niiden pisteiden avulla, joissa tehotiheys on puolet maksimitehotiheydestä eli kentänvoimakkuus $1/\sqrt{2}$ kertaa huipputason kentänvoimakkuus.

2.1.2 Sivukeilataso

Sivukeilat suuntaavassa säteilykuviossa edustavat ei-toivottua säteilyä, ja niiden tulisi olla mahdollisimman alhaiset. Yleisesti ottaen sivukeilojen tasot kauempana pääkeilasta ovat alhaisemmat kuin lähellä pääkeilaa. Tämän takia tarkoittaa sivukeilataso useimmiten ensimmäisen eli lähimmän sivukeilan tasoa. Sivukeilojen paikalla on myös merkitystä tasojen lisäksi, sillä tietyissä sovelluksissa nollakohta tiettyyn suuntaan saattaa olla tärkeä tekijä.

2.1.3 Suuntaavuus

Keilanleveydellä kuvataan pääkeilan terävyyttä, mutta jäljelle jäävästä suuntakuviosta se ei kerro mitään. Sivukeilataso voi olla korkea vaikka keilanleveys on haluttu. Suuntaavuudella D kuvataan antennin kykyä säteillä tiettyyn suuntaan. Suuntaavuus määritellään polaarikoordinaatistossa sähkökentän $E(\theta, \phi)$ avulla seuraavasti:

$$D = \frac{4\pi |E_{MAX}|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E(\theta, \phi)|^2 \sin(\theta) d\theta d\phi} . \quad (2.1)$$

Suuntaavuudella ei ole yksikköä, ja se ilmoitetaan usein desibeleinä suhteessa ykköseen.

2.1.4 Vahvistus

Edellä kuvatut parametrit kuvaavat antennin säteilykuviota, mutta eivät sisällä tietoa antennin tehokkuudesta. Antennin tehokkuuden mitta on vahvistus. Antennin vahvistus G verrattuna isotrooppiseen lähteeseen (dBi) on maksimitehotiheys suhteessa häviöttömän isotrooppisen lähteen tehotiheyteen samalla sisäänmenoteholla. Vahvistuksen ja suuntaavuuden välillä on riippuvuus:

$$G_p = \eta_r D . \quad (2.2)$$

Tässä η_r on säteilyhyötysuhde.

2.1.5 Efektiivinen pinta-ala

Apertuurihyötysuhde η_{ap} on antennin efektiivisen pinta-alan suhde apertuurin pinta-alaan A . Tällöin voidaan vahvistus kirjoittaa η_{ap} :n ja A :n funktiona.

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \eta_{ap} A , \quad (2.3)$$

missä λ on aallonpituus. Efektiivinen pinta-ala A_{eff} on se vastaava ideaalisen apertuurin pinta-ala, jolla saadaan sama vahvistus. Yhtälömuodossa saadaan

$$A_{eff} = A \times \eta_{ap} . \quad (2.4)$$

2.1.6 Antennin polarisaatio

Antennin polarisaatio tiettyyn suuntaan määritellään sen säteilemän aallon polarisaation mukaan. Vaihtoehtoisesti se on tulevan aallon polarisaatio, jolla saadaan maksimiteho antennin kuormaan. Aallon polarisaatio kuvaa sähkökentän vektorin suunnan aikariippuvuutta.

Polarisaatio voidaan luokitella lineaariseen, ympyrä- ja elliptiseen polarisaatioon sen mukaan, minkälaisen kuvan polarisaatiovektori piirtää avaruudessa. Ympyrä- ja elliptisellä polarisaatiolla on lisäksi kärsisyys, eli polarisaatiovektori pyörii joko vasta- tai myötäpäivään etenemissuuntaan nähden.

2.2 Säteilijöitä

Antenneilla on usein monimutkainen rakenne. Se voi koostua sekä eriste- että johdekappaleista, joiden tehtävänä on ohjata aaltojohdosta tulevaa tehoa halutulla tavalla vapaaseen tilaan.

Antennin säteily johtuu sen pinnalla tai apertuurissa esiintyvistä sähkömagneettisista kentistä. Tästä seuraa, että kun tunnetaan antennin sähköinen ja magneettinen virtatiheys, voidaan Maxwellin yhtälöiden avulla määrätä minkä tahansa antennin säteily.

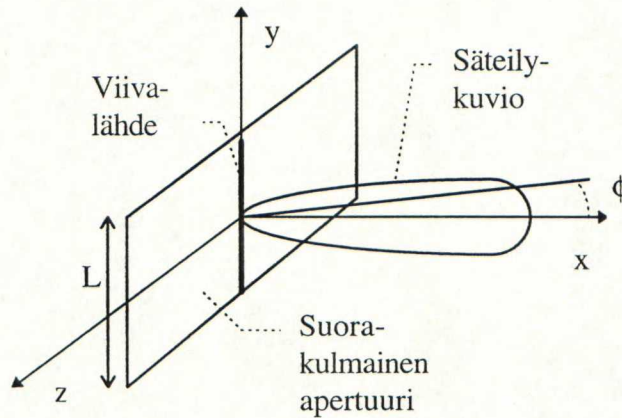
Ongelma ratkaistaan ekvivalenttilähteiden avulla siten, että reuna- ja rajapintaehdoista saadaan tarvittavat ekvivalenttilähteet. Ekvivalenttilähteet ovat sellaisia sähkö- ja magneettivirtoja, joilla voidaan korvata antennin rakenteita ilman, että säteilevä kenttä muuttuu. Antennin säteilykenttien laskeminen yksinkertaistuu pelkkien ilmassa olevien virtalähteiden säteilykenttien määrittämiseen, mikäli ekvivalenttilähteet löydetään.

Säteilijän keilanleveys ja sivukeilojen taso riippuvat apertuurin valaisufunktiosta. Valaisufunktiolla tarkoitetaan apertuurin kentän jakaumaa. Kun amplitudi on vakio koko apertuurin alueella, pääkeila on kapeimmillaan ja vahvistus on suurimmillaan, mutta sivukeilataso on korkea. Sivukeiloja voidaan madaltaa taperoimalla apertuurin amplitudijakaumaa. Haittana on pienempi vahvistus ja suurempi keilanleveys. Amplitudijakauma voi noudattaa mitä erilaisimpia funktioita, ja on kehitetty erilaisia suunnittelualgoritmeja tietyn sivukeilatason saavuttamiseksi (binomiaali-, Tshebyshev-, Taylor-jakaumia jne.) [4]. Seuraavassa on esitetty joidenkin perussäteilyelementtien säteilykuvioita erilaisilla valaisufunktioilla.

2.2.1 Säteilykuvion laskeminen

Apertuuriantennin säteilykuvio määräytyy apertuurissa esiintyvän kentän perusteella. Fourier-muunnoksen avulla voidaan antennin säteilykuvio laskea, kun aukossa oleva kenttä tunnetaan. Erityisesti kenttäkuvio voidaan määrätä apertuurijakauman Fourier-muunnoksena.

Tutkitaan jatkuvaa vaiheessa olevaa lineaarista lähdettä, jonka pituus on L ja L :n korkuista suorakulmaista aukkoa kuten kuvassa 2.1.



Kuva 2.1. L :n pituinen viivalähde ja L :n korkuinen suorakulmainen apertuuri.

Oletetaan amplitudijakauma tunnetuksi ja vaihejakauma tasaiseksi. Lisäksi oletetaan $L \gg \lambda$, jotta pääkeila olisi kapea. Tällöin voidaan osoittaa, että jos amplitudijakaumaa kuvaava funktio on $F(y)$, niin säteilykuvio ϕ :n funktiona xy -tasossa saadaan kaavasta

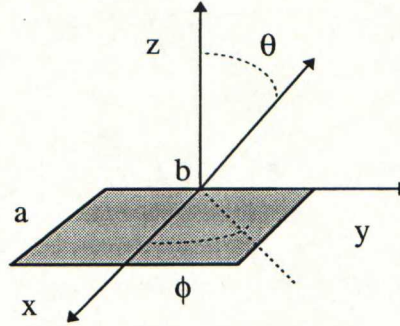
$$E(\phi) = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} F(y) e^{j\beta y \sin(\phi)} dy. \quad (2.5)$$

$E(\phi)$ on Fourier-muunnos funktiosta $F(y)$.

Mikäli vaihe on tasainen aukossa, funktio $F(y)$ on reaalinen. Lisäksi, jos amplitudijakauma on symmetrinen aukon keskipisteen suhteen, $F(y)$ on parillinen funktio, ja säteilykuvio on kosini-Fourier-muunnos $F(y)$:stä.

2.2.2 Aukko

Yksinkertaisin aukkoantenni on suorakulmainen aukko, jossa vallitsee tasainen kenttä (kuva 2.2). Kenttä on y-akselin suuntainen ja sekä amplitudiltaan että vaiheeltaan vakio.



Kuva 2.2. Aukon koordinaatisto

Tällaisen aukon säteily kaukokentässä voidaan laskea seuraavista kaavoista, jos aukko on äärettömässä johtavassa tasossa [5]:

E-taso ($\phi = \pi/2$)

$$E_r = E_\phi = 0$$

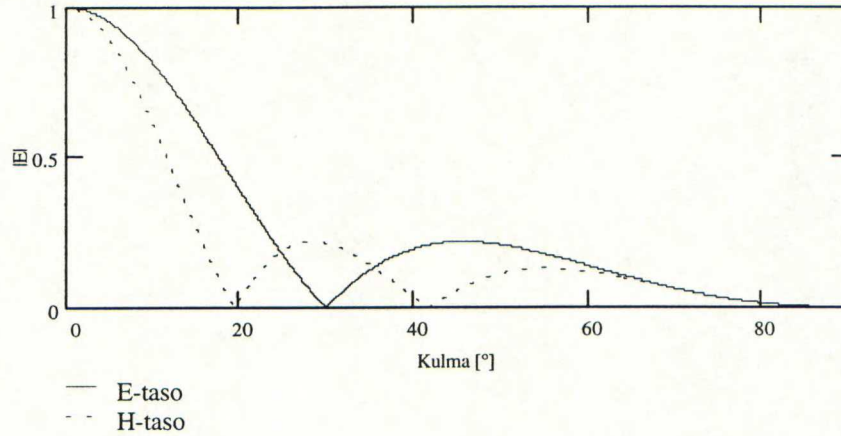
$$E_\theta = j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin(\theta)\right)}{\frac{kb}{2} \sin(\theta)} \right]. \quad (2.6)$$

H-taso ($\phi = 0$)

$$E_r = E_\theta = 0$$

$$E_\phi = j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\sin\left(\frac{ka}{2} \sin(\theta)\right)}{\frac{ka}{2} \sin(\theta)} \right]. \quad (2.7)$$

Päätasoissa $x = 0$ ja $y = 0$ olevat säteilykuviot määräytyvät samanlaisista funktioista. Jos aukon leveys a ja korkeus b ovat eri suuret, ovat säteilykuviot erilaiset näissä päätasoissa.



Kuva 2.3. E- ja H-tason suuntakuviot, kun $a = 3\lambda$ ja $b = 2\lambda$ ja aukon kenttä vakio.

Graafisesta esityksestä on helppo havaita, että keilanleveys on sitä pienempi, mitä suurempi aukon mitta ko. suunnassa on.

Mikäli kenttä aukossa on kosinijakautunut x-akselin suuntaan funktion $E = E_0 \cos(\pi x/a)$ mukaan, noudattaa aukon säteily kaukokentässä seuraavia kaavoja [3]:

E-taso ($\phi = \pi/2$)

$$E_r = E_\phi = 0$$

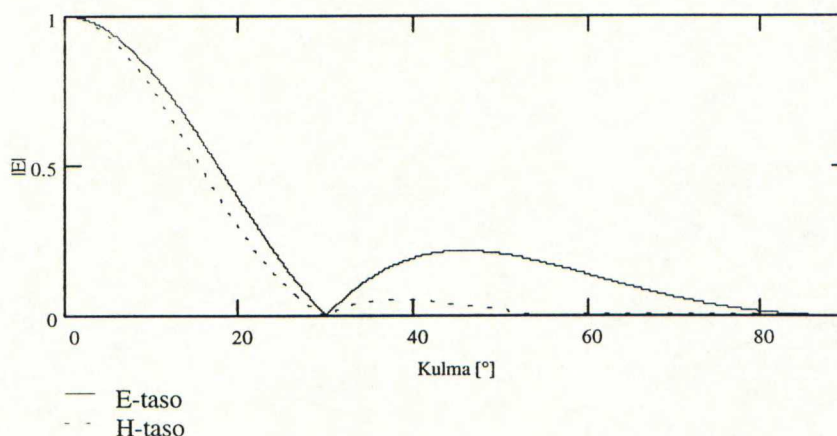
$$E_\theta = -\frac{\pi}{2} j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin(\theta)\right)}{\frac{kb}{2} \sin(\theta)} \quad (2.8)$$

H-taso ($\phi = 0$)

$$E_r = E_\theta = 0$$

$$E_\phi = -\frac{\pi}{2} j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \cos(\theta) \frac{\cos\left(\frac{ka}{2} \sin(\theta)\right)}{\left(\frac{ka}{2} \sin(\theta)\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2}. \quad (2.9)$$

Tämä vastaa suorakulmaisen aaltoputken perusaaltomuodon TE_{10} sähkökentän kenttäfunktioita ja on likimäärin voimassa aaltoputken perään asetetun pyramiditorven aukossa [6].

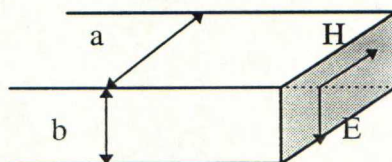


Kuva 2.4. E- ja H-tason suuntakuviot, kun $a = 3\lambda$ ja $b = 2\lambda$ ja aukon kenttä x-suunnassa kosinijakautunut ja y-suunnassa vakio.

Havaitaan, että H-tasossa tasaiseen jakaumaan verrattuna pääkeilan leveys on kasvanut, mutta samalla on sivukeilataso laskenut.

2.2.3 Avoin aaltojohto

Yksinkertaisin aaltoputkella syötettävä säteilijä on avonainen aaltoputken pää. Tällaisella säteilijällä ei ole kovin suurta suuntaavuutta ja sen käyttö on rajoittunut syöttöantenniksi tai elementiksi ryhmässä, jossa yksittäisen elementin suuntaavuudella ei ole suurta merkitystä.



Kuva 2.5. Aaltoputken suuret ja tasot.

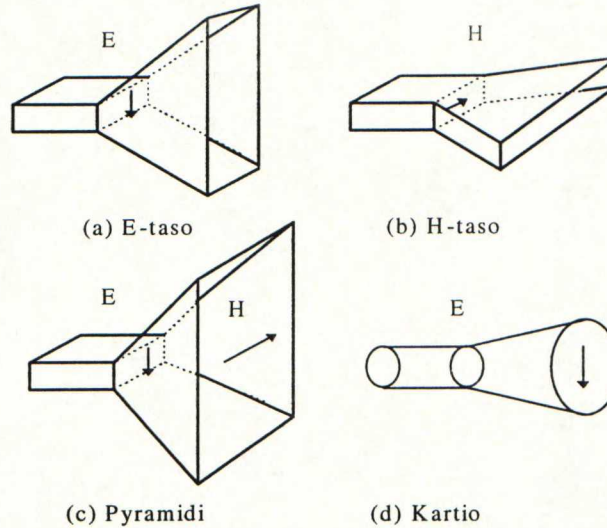
Aaltoputken pään säteily voidaan likimäärin laskea olettamalla, että suuaukossa on perusaaltomuodon kenttäfunktio ja muualla kenttä on nolla. Todellisuudessa osa tehosta heijastuu suuaukosta ja aaltomuoto ei ole puhdas TE_{10} . Likimääräistyksen antavat kuitenkin kohtuullisen tarkkoja tuloksia kohtisuoraan aaltoputken aukon tasoa vastaan [6].

Suorakulmaisessa aaltoputkessa, missä perusaaltomuoto on TE_{10} , on kenttä aaltoputkessa tasaisesti jakautunut E-tasossa ja kosinijakautunut H-tasossa. Aaltoputken pään säteilykuvio on siis likimäärin yhtälön (2.6) mukainen E-tasossa ja yhtälön (2.9) mukainen H-tasossa. On myös johdettu tarkempia kaavoja suorakulmaisen aaltoputken säteilykuviolle [3,5,7,8], mutta ne ovat monimutkaisia ja äsken mainituilla kaavoilla saavutetaan riittävän hyviä tuloksia.

2.2.4 Torviantenni

Torviantenni on yksinkertaisimpia ja käytetyimpiä antenneja mikro- ja millimetriaaltoalueella. Rakenteena se tunnettiin jo 1800-luvun loppupuolella ja torviantenneja käsitellään laajasti kirjallisuudessa [3,5–11].

Torviantenneja voi olla useampaa eri muotoa. Neljä tyypillistä muotoa on esitetty kuvassa 2.6.



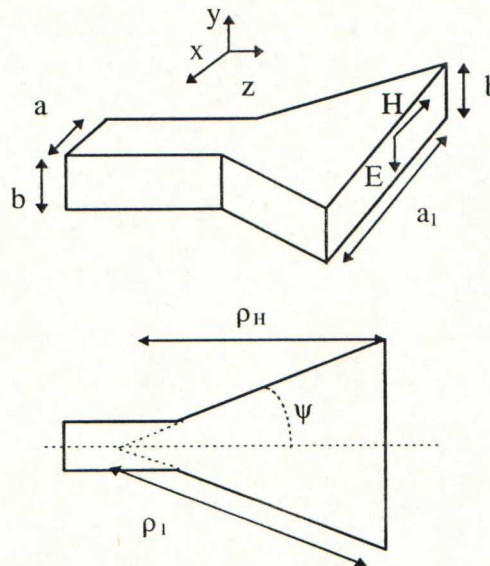
Kuva 2.6. Tyypillisiä torvirakenteita.

2.2.4.1 H-tason torvi

H-tason torvi saadaan levenyttämällä aaltoputken päätä H-tason suunnassa. Aukon mitta E-tasossa pysyy muuttumattomana.

Torven säteilykuvion määrittämiseksi voidaan soveltaa vastaavanlaisia menetelmiä kuin säteilevien aukkojen tapauksessa. Tällöin on tarpeellista tietää tarkasti sähkökentän ja magneettikentän arvot koko aukkopinnalla. Tämä voidaan harvoin selvittää tarkasti ja aukossa oleva kenttä on approksimoitava. Yleensä oletetaan aukon ulkopuolella oleva alue äärettömäksi ideaalisesti johtavaksi pinnaksi, jolloin aukon tasossa oleva kenttä häviää aukon ulkopuolella.

Kentät aukossa saadaan ajattelemalla torvi radiaaliseksi aaltojohdoksi. TE- ja TM-muotojen kentät voidaan kirjoittaa polaarikoordinaatistossa pallofunktioina.



Kuva 2.7. H-tason torven suureet.

On osoitettu [3], että jos syöttöputken kentät ovat perusaaltomuodon TE_{10} muotoa ja torven pituus on suuri aukon mittoihin nähden, niin säteilykenttä noudattaa seuraavia funktioita:

E-tasossa ($\phi = \pi/2$):

$$E_\theta = jE_0 \frac{b}{8} \sqrt{\frac{k\rho_2}{\pi}} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ (1 + \cos(\theta)) \frac{\sin(Y)}{Y} \left[e^{jf_1} F(t'_1, t'_2) + e^{jf_2} F(t''_1, t''_2) \right] \right\} \quad (2.10)$$

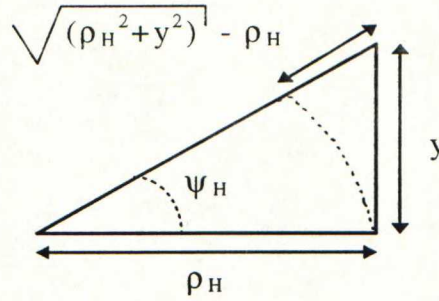
$$\begin{aligned} Y &= \frac{kb}{2} \sin(\theta) & k'_x &= \frac{\pi}{a_1} & k''_x &= -\frac{\pi}{a_1} \\ t'_1 &= \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_H}} \left(-\frac{ka_1}{2} - k'_x \rho_H \right) & t'_2 &= \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_H}} \left(+\frac{ka_1}{2} - k'_x \rho_H \right) \\ t''_1 &= \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_H}} \left(-\frac{ka_1}{2} - k''_x \rho_H \right) & t''_2 &= \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_H}} \left(+\frac{ka_1}{2} - k''_x \rho_H \right) \\ f_1 &= \frac{k'^2_x \rho_H}{2k} & f_2 &= \frac{k''^2_x \rho_H}{2k} \\ F(t_1, t_2) &= [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \\ C(x) &= \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt & S(x) &= \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt \end{aligned}$$

H-tasossa ($\phi = 0$):

$$\begin{aligned} E_\phi &= jE_0 \frac{b}{8} \sqrt{\frac{k\rho_H}{\pi}} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ (1 + \cos(\theta)) \left[e^{jf_1} F(t'_1, t'_2) + e^{jf_2} F(t''_1, t''_2) \right] \right\} \quad (2.11) \\ k'_x &= k \sin(\theta) + \frac{\pi}{a_1} & k''_x &= k \sin(\theta) - \frac{\pi}{a_1} \end{aligned}$$

Näistä voidaan laskea H-tason torven suuntakuvio. H-tason kuvio on kapeampi kuin E-tason.

H-tason torvessa aalto etenee kuten sektoriaaltoputkessa. Tarpeeksi kaukana syöttöaukosta sektoriaaltoputken kentän vakiovaiherintama muistuttaa ympyränkaarta, ja kun sektoriaaltoputki katkaistaan torveksi yhdensuuntaisesti syöttöaukon kanssa, jotta saadaan suuaukosta taso, kenttä ei ole vakiovaiheinen suuaukossa. Apertuurin kenttä ei ole vakio syntyneen vaihe-eron takia. Vaihevirheen suuruus riippuu torven pituudesta ja avautumiskulmasta (ks. kuva 2.8).



Kuva 2.8. Vaihevirheen syntyminen torvessa.

Vaihevirheen vaikutus säteilykuvioon on pieni, jos se torven reunalla on alle $\pi/4$. Tästä seuraa torven avauskulman ψ_H , aukon leveyden a_1 ja aallonpituuden λ välille ehto [6]:

$$a_1 < \frac{\lambda}{2} \cot\left(\frac{\psi_H}{2}\right). \quad (2.12)$$

Jos aukon leveys a_1 kasvaa yli epäyhtälön antaman arvon, vaihevirhe alkaa vaikuttaa. Suuntaavuuden kasvu vähenee ja saavuttaa tietyllä a_1 :n arvolla maksimin. Likiarvokaava optimiaukon leveydelle a_{opt} on torven pituuden ρ_H ja aallonpituuden λ funktiona [3]:

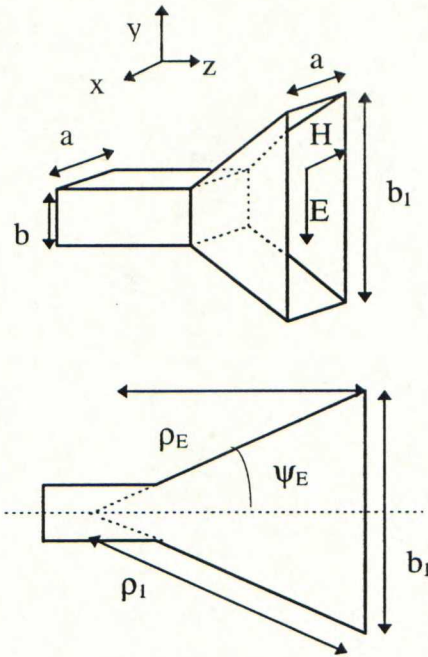
$$a_{\text{opt}} \approx \sqrt{3\lambda\rho_H}. \quad (2.13)$$

Tämä vastaa vaihevirhettä $3\pi/4$ aukon reunalla.

Optimiaukon olemassaolo on helppo ymmärtää. a_1 :n pienentäminen optimiarvosta leventää keilaa, koska aukon pinta-ala pienenee. Vastaavasti a_1 :n kasvattaminen lisää vaihevirhettä, joka aiheuttaa sivukeiloja, jotka puolestaan pienentävät suuntaavuutta. Vaihevirhe voidaan korjata esim. asettamalla aukkoon sopivasti muotoiltu linssi, jolloin suuntaavuus kasvaisi monotonisesti a_1 :n kasvaessa.

2.2.4.2 E-tason torvi

Laajentamalla aaltoputkea E-tasossa saadaan E-tason torvi. Tällaisen torven analyysi on samanlainen kuin H-tason torven tapauksessa, ja vastaavat yhtälöt torven säteilylle polaarikoordinaatistossa ovat [3]:



Kuva 2.9. E-tason torven suuret.

E-tasossa ($\phi = \pi/2$):

$$E_{\theta} = -j \frac{a \sqrt{\pi k \rho_E} E_0 e^{-jkr}}{8r} \left\{ -e^{j(k \rho_1 \sin^2(\theta)/2)} \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 (1 + \cos(\theta) F(t'_1, t'_2)) \right\} \quad (2.14)$$

$$t'_1 = \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_E}} \left(-\frac{b_1}{2} - \rho_E \sin(\theta) \right) \quad t'_2 = \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_E}} \left(+\frac{b_1}{2} - \rho_E \sin(\theta) \right)$$

H-tasossa ($\phi = 0$):

$$E_{\theta} = -j \frac{a \sqrt{\pi k \rho_E} E_0 e^{-jkr}}{8r} \left\{ \left((1 + \cos(\theta)) \left[\frac{\cos\left(\frac{ka}{2} \sin(\theta)\right)}{\left(\frac{ka}{2} \sin(\theta)\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t''_1, t''_2) \right) \right\} \quad (2.15)$$

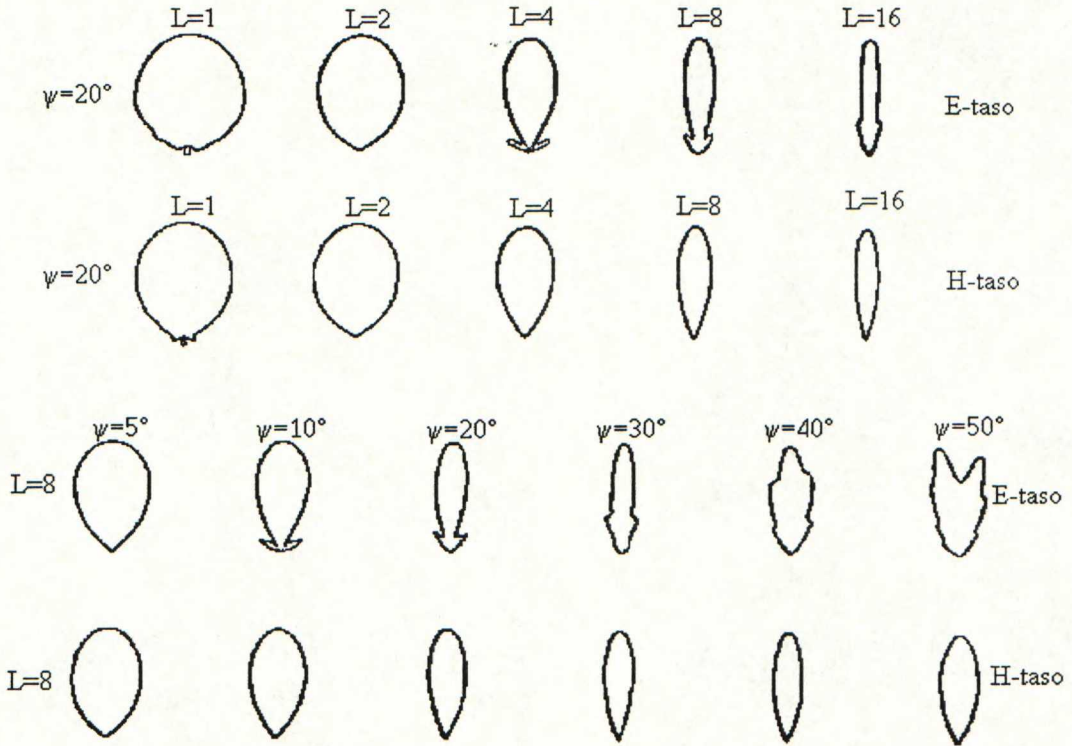
$$t''_1 = -\frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_E}} \quad t''_2 = +\frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_E}}$$

Tässäkin tasossa löytyy optimi torven aukolle b_{opt} pituuden funktiona:

$$b_{\text{opt}} \approx \sqrt{2\lambda \rho_E}, \quad (2.16)$$

joka vastaa vaihevirhettä $\pi/2$ aukon reunalla. H-tason torvella on vaihevirhe optimitalauksessa suurempi, koska kenttä torven reunoilla on nolla, joten sen vaikutus on

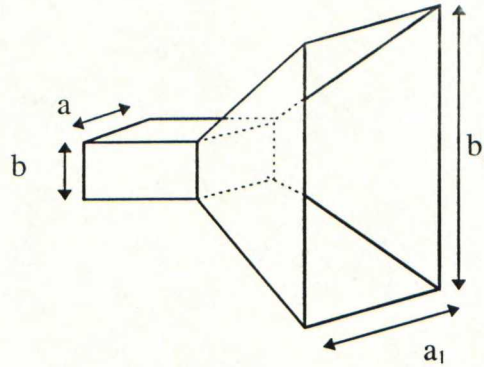
vähäisempi. E-tasossa kenttä on likimain tasaisesti jakautunut, jolloin vaihevirheen vaikutus näkyy aikaisemmin kuin H-tasossa. Tästä syystä E-tason vaihevirheen on pysyttävä pienempänä optimitalauksessa.



Kuva 2.10. E- ja H-tason torvien suuntakuvio eri pituuksilla L [λ] ja avauskulmilla ψ [$^\circ$] [7].

2.2.4.3 Pyramiditorvi

Laajentamalla aaltoputken päätä sekä E- että H-tasossa saadaan pyramiditorvi (ks. kuva 2.6). Tällä torvella saadaan säteilykeila, joka on kapea molemmissa tasoissa. Pyramiditorvea ei voi analysoida samalla tavalla kuin E- ja H-tason torvia, koska sopivaa koordinaatistoa ei ole olemassa. Pyramiditorven säteily voidaan kuitenkin selvittää kohtuullisen tarkasti olettamalla sen toimivan H-tasossa H-torven tapaan ja vastaavasti E-tasossa E-torven tapaan. Tällöin optimoidaan pyramiditorvi käyttämällä edellä esitettyjä kaavoja siten, että aukon leveys a_1 lasketaan H-tason optimikaavasta (2.13) ja b_1 E-tason kaavasta (2.16). Tämän voi tehdä diagrammien avulla tai kiinnittämällä vaihevirhe H-tason reunalla $3\pi/4$:ään ja E-tason reunalla $\pi/2$:een. Nämä ovat likimääräistyksiä, mutta johtavat käytännössä riittävän tarkkoihin tuloksiin [7]. Torven pituus L on sama molemmissa tasoissa, joten geometriasta saadaan yhteys ρ_E ja ρ_H välille.



Kuva 2.11. Pyramiditorven suuret.

Pyramiditorven suuntaavuus voidaan likimäärin määrätä sieppauspinnan ja hyötysuhteen avulla. Hyötysuhde η_{ap} pyramiditorvelle on [6] likimain 0,5...0,6. Suuntaavuudelle saadaan tällöin

$$D \approx \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} \eta_{ap} a_1 b_1. \quad (2.17)$$

Pyramiditorven suuntaavuus on myös laskettavissa Schelkunoffin kaavan avulla:

$$D \approx \frac{\pi}{32} \frac{\lambda D_E}{a} \frac{\lambda D_H}{b}. \quad (2.18)$$

D_E ja D_H ovat E-tason ja H-tason torvien suuntaavuudet. Tässä a ja b ovat aaltoputken mitat. Tämä kaava on melko tarkka paitsi, jos suuaukko on pieni [6].

2.2.4.4 Kartiotorvi

Kun syöttöputkena on suorakulmainen aaltoputki, on edullista käyttää suorakulmaisia torvia laajennuksina. Vastaavasti, jos käytetään pyöreää aaltoputkea syöttönä, saadaan sen aaltomuoto TE_{11} säteilemään jatkamalla aaltoputkea kartiomaisella torvella. Sen pituuden ja avauskulman välillä vallitsee samankaltainen riippuvuus kuin suorakulmaisilla putkillla. Torvi voidaan optimoida, ts. jos sen pituus R on annettu, suurin suuntaavuus D saadaan tietyllä suuaukon halkaisijalla d .

Optimisuuntaavuus saadaan, kun on likimäärin voimassa

$$d \approx \sqrt{3R\lambda}, \quad (2.19)$$

joka vastaa vaihevirhettä $3\pi/4$ aukon reunalla. R on kartion kyljen pituus.

Kartiotorven säteilykuvio ei ole pyörähdysymmetrinen, koska TE_{11} -muoto ei ole symmetrinen. Pyörähdysymmetriset muodot (esim. TE_{01}) synnyttävät säteilykuvioon nollakohdan akselin suuntaan. Niitä ei voida käyttää, jos halutaan säteilykeila torven suuntaan [2].

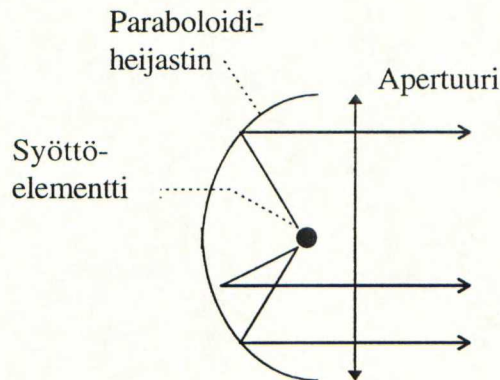
2.2.5 Heijastin- ja linssiantennit

Taajuuden kasvaessa aallonpituus lyhenee, jolloin voidaan käyttää optiikasta tunnettuja menetelmiä. Optiikassa aaltoa ohjataan linseillä ja peileillä. Heijastin- ja linssiantennien toiminta perustuu heijastimen tai linssin kykyyn muuntaa tasoaalto palloaallosi [5].

Linssin avulla muutetaan polttopisteestä lähtevien säteiden sähköinen matka sellaiseksi, että linssin jälkeen aallon vakiovaiherintama on tasomainen. Tällä tavalla voidaan saavuttaa tasainen valaisufunktio ja sitä kautta myös suuri suuntaavuus. Tällaisia antennia käytetään erityisesti linkkiantenneina, mutta ongelmana on korkea hinta sekä suuri koko.

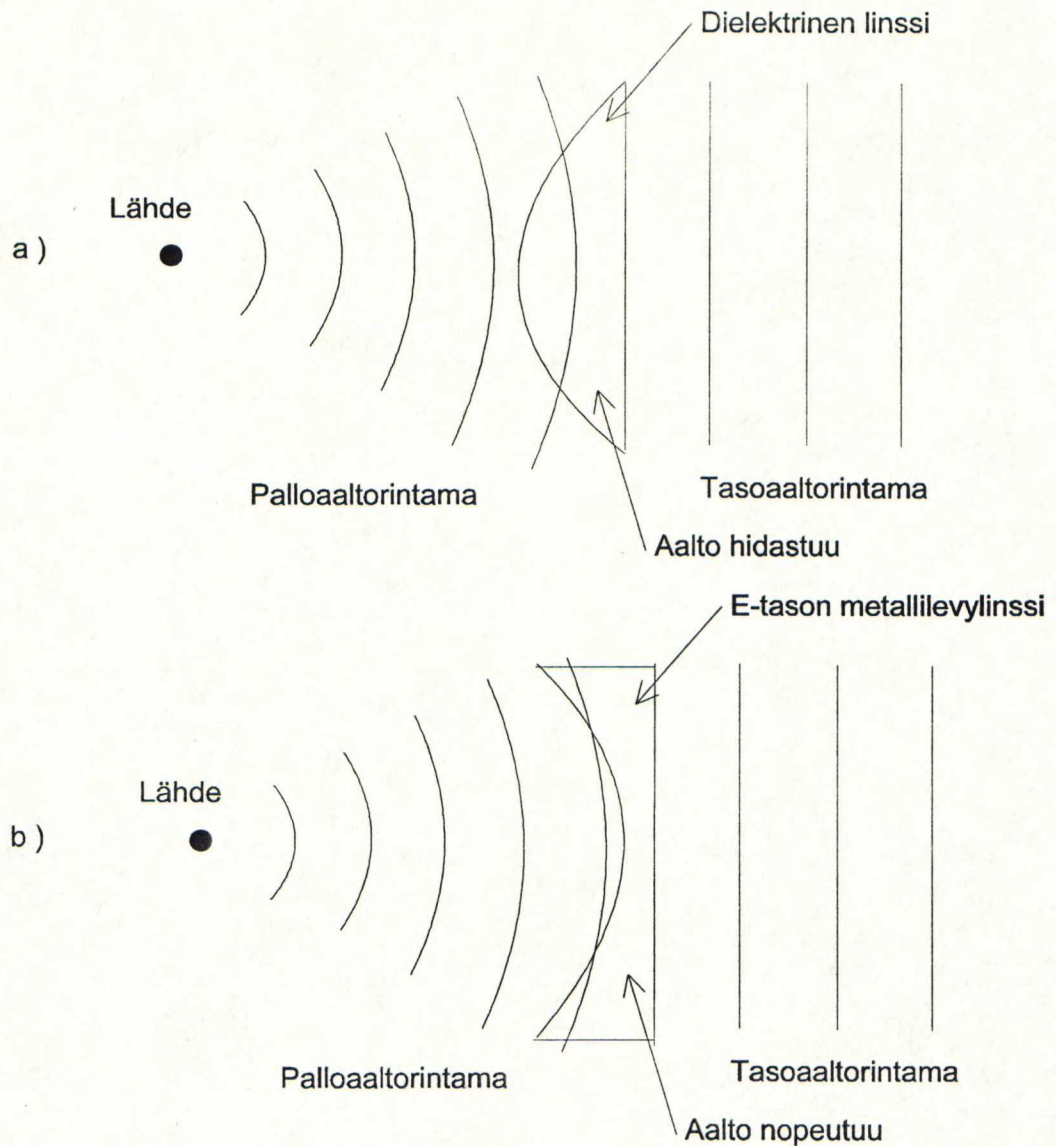
Heijastimia käytetään yleisesti säteilyelementin säteilykuvion muokkaamiseen. Esimerkiksi takasäteily voidaan eliminoida tasoheijastimella. Yleisessä tapauksessa voidaan haluttu säteilykuvio tuottaa käyttämällä sopivan muotoista, isoa valaistua heijastinpintaa.

Kun halutaan rakentaa hyvin suuntaava antenni, jonka apertuuri on monta aallonpituutta leveä, käytetään paraboloidiheijastimia. Paraboloidiheijastin on esitetty kuvassa 2.12.



Kuva 2.12. Paraboloidiheijastinantenni.

Paraboloidi heijastaa polttopisteessä olevasta lähteestä tulevia aaltoja tasoaaltona takaisin. Muitakin muotoja voidaan käyttää, ja paras vaihtoehto riippuu sovelluskohteesta. Elliptisen heijastimen heijastamat säteet läpäisevät toisen polttopisteen, kun ellipsin syöttöantenni sijaitsee toisessa polttopisteessä, ja divergoivat sen jälkeen. Heijastimet voivat olla myös esim. hyperboloidin tai pallon muotoisia.



Kuva 2.13. Dielektrisen linssin a) ja E-tason metallilevylinssin b) vertailu.

Linssiantennit voidaan jakaa kahteen ryhmään:
Sähköinen pituus edettyyn matkaan nähden

- 1) kasvatetaan linssin avulla
- 2) pienennetään linssin avulla.

Ensimmäistä ryhmää kutsutaan myös viivelinssiksi, koska aaltoa viivästetään linssissä. Tähän ryhmään kuuluvat dielektriset linssit ja H-tason metallilevylinssit. E-tason metallilevylinssit kuuluvat toiseen ryhmään (ks. kuva 2.13).

2.3 Antenniryhmä

Yhden elementin säteilyskuviot ovat tavallisesti suhteellisen laaja ja elementin vahvistus on pieni. Kasvattamalla antennin sähköistä kokoa voidaan ominaisuuksia parantaa. Kasvattamatta yksittäisen elementin mittoja voidaan antennin suuntakuviota ja vahvistusta parantaa asettamalla useita säteilijäelementtejä lähelle. Tällaista monesta elementistä koostuvaa rakennetta kutsutaan antenniryhmäksi. Ryhmän elementit ovat usein identtiset

mutta eivät välttämättä. Yksittäiset elementit voivat olla minkälaisia tahansa (lanka, dipoli, aukko).

Ryhmän säteilykenttä saadaan yksittäisten elementtien säteilykenttien vektorisummana, kun jätetään elementtien välinen kytkentä huomioimatta. Suuntaavan säteilykuvion aikaansaamiseksi on yksittäisten elementtien aiheuttamien kenttien interferoitava siten, että ne summautuvat halutussa suunnassa ja kumoavat toisensa muualla. Identtisten elementtien ryhmässä on viisi tekijää, joita muuttamalla muokataan ryhmän suuntakuviota [4]. Nämä ovat:

- 1) Elementtien geometrinen asettelu (lineaarinen, ympyrä, suorakulmio jne.)
- 2) Elementtiväli
- 3) Yksittäisen elementin amplitudi
- 4) Yksittäisen elementin vaihe
- 5) Yksittäisen elementin suuntakuviot

Jokaisen tekijän vaikutus antenniryhmän ominaisuuksiin selvitetään jäljempänä.

2.3.1 Ryhmäkerroin

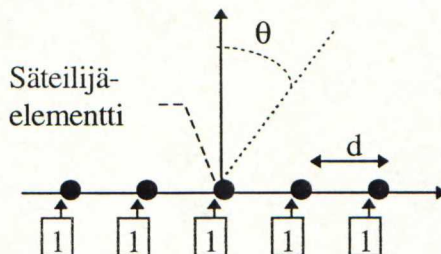
On osoitettu, että ryhmän säteilykuviot saadaan yksittäisen elementin suuntakuviosta $E_{\text{ELEMENTTI}}$ ja ryhmäkertoimesta AF nämä kertomalla [7]:

$$E_{\text{KOK}} = E_{\text{ELEMENTTI}} AF. \quad (2.20)$$

Jokaisella ryhmällä on oma ryhmäkertoimensa. Yleisesti ottaen ryhmäkerroin on funktio elementtien määrästä, niiden geometrisesta sijainnista, suhteellisesta amplitudista ja vaiheesta sekä elementtivälistä. Ryhmäkerroin on yksinkertaisempaa muotoa, jos elementeillä on identtiset amplitudit, vaiheet ja välit. Koska ryhmäkerroin ei riipu säteilijäelementistä itsestään, ryhmäkerroin voidaan muodostaa isotrooppisten pistelähteiden avulla. Koko ryhmän säteilykuvion selvittämiseksi on siis laskettava ryhmäkerroin ja yksittäisen säteilijän säteilykuviot.

2.3.2 Lineaarinen ryhmä

Yksinkertaisin ryhmä saadaan asettamalla säteilijäelementtejä rinnan suoraa viivaa pitkin (ks. kuva 2.14). Tällaista ryhmää kutsutaan lineaariseksi ryhmäksi. Mikäli kaikkien elementtien amplitudit ovat samat, on kyseessä tasainen ryhmä. Vastaavasti, jos vaiheet ovat samat, puhutaan tasaisesti syötetystä ryhmästä.



Kuva 2.14. Lineaarinen tasavälinen tasaisesti syötetty ryhmä.

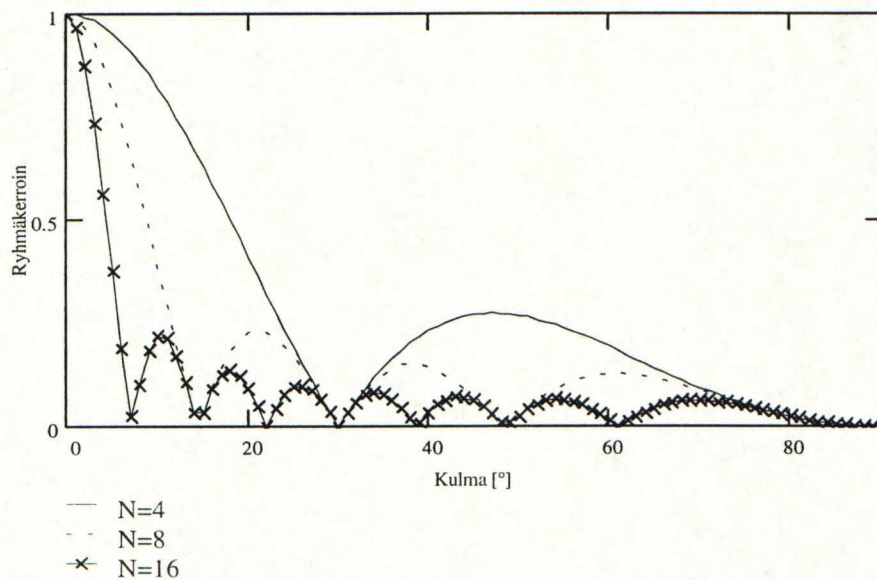
Tasavälisen tasaisesti syötetyn ryhmän ryhmäkerroin $f(\gamma)$ on muotoa

$$f(\gamma) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\gamma\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\gamma\right)} \right|, \quad (2.21)$$

missä N on elementtien lukumäärä. γ riippuu aallonpituudesta λ , elementtivälistä d ja tarkastelukulmasta θ seuraavasti:

$$\gamma = kd \sin(\theta) + \delta, \quad (2.22)$$

missä aaltoluku $k = 2\pi/\lambda$ ja δ on vaihe-ero elementtien välillä.



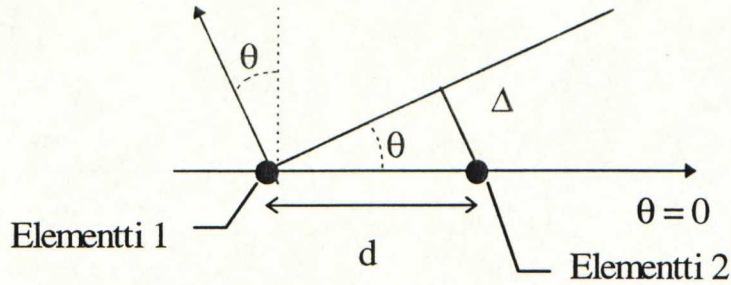
Kuva 2.15. Ryhmäkerroin eri N -arvoilla kulman funktiona, kun $d = 0,5\lambda$.

Vaihe-eroa muuttamalla voidaan säätää pääkeilan suuntaa. Tätä ominaisuutta käytetään hyväksi antenneissa, joiden keilan suuntaa halutaan muuttaa sähköisesti (esim. tutkat).

Yksittäisten elementtien suhteellista amplitudia muuttamalla voidaan vaikuttaa sivukeilatasoon sekä pääkeilan leveyteen. Vastaavalla tavalla kuin yhden elementin valaisufunktioita taperoimalla vaikutetaan suuntakuvioon voidaan algoritmeja käyttämällä suunnitella tietyn sivukeilataso omaavia antenniryhmiä. Tällaisia ovat mm. Taylor-, binomiaali- ja Dolph–Tschebyshev-ryhmä [4,6,7,12,13].

2.3.3 Elementtivälin vaikutus

Elementtivälillä on vaikutusta sivukeilojen lukumäärään ja paikkaan. Tutkitaan kaksi-elementtisen ryhmän avulla, miten elementtiväli vaikuttaa suuntakuvioon.



Kuva 2.16. Kahden elementin muodostama ryhmä.

Kuvassa 2.16 on kaksielementtinen antenniryhmä. Elementit sijaitsevat etäisyydellä d toisistaan. Piste P liikkuu ympyränkaarta pitkin etäisyydellä r antennin keskipisteestä. Tietyllä kulmalla θ matka elementille 1 on lyhyempi kuin elementille 2. Matkaero Δ kasvaa kulman θ kasvaessa ja riippuu d :stä seuraavasti:

$$\Delta = d \sin(\theta). \quad (2.23)$$

Jos d on tarpeeksi suuri aallonpituuteen nähden, löytyy useampi kulma, missä matkaero Δ on täsmälleen λ :n monikerta. Tällöin elementit ovat samassa vaiheessa pisteessä P ja vahvistavat toisiaan. Siinä suunnassa, missä elementit ovat samassa vaiheessa tai vaiheet eroavat aallonpituuden monikerralla, syntyy säteilymaksimi eli sivukeila. Mitä suurempi on elementtiväli d , sitä useampi sivukeila esiintyy säteilykuviossa. Valitsemalla d pienemmäksi kuin λ vältetään sivukeilojen syntymistä, koska ei löydy sellaista suuntaa, missä elementit ovat samassa vaiheessa pääkeilan suuntaa lukuunottamatta.

Antenniryhmän suuntaavuudelle voidaan esittää lauseke [6]

$$D_{\text{MAX}} = \left[\frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{m k d} \sin(m k d) \cos(m \delta) \right]^{-1}, \quad (2.24)$$

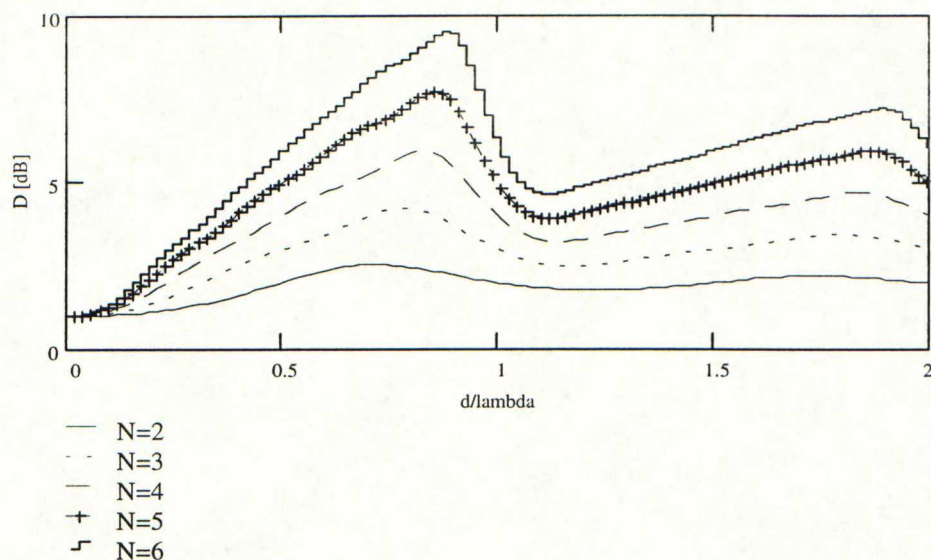
missä N on elementtien lukumäärä, k aaltoluku, δ vaihesiirto ja d elementtiväli.

Jos elementtien välimatka on $\lambda/2$ eli $k d = \pi$, on $\sin(m k d) = 0$ ja ryhmäsuuntaavuudeksi saadaan $D_{\text{MAX}} = N$ riippumatta vaihesiirrosta δ .

Rintamasäteilijälle ($\delta = 0$) saadaan lausekkeesta (2.24)

$$D_{\text{MAX}} = \left[\frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{m k d} \sin(m k d) \right]^{-1}. \quad (2.25)$$

Kuvassa 2.17 on esitetty rintamasäteilijän ryhmäsuuntaavuuden riippuvuus elementtivälistä d ja elementtien lukumäärästä N .

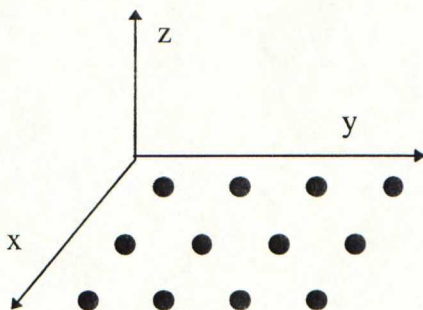


Kuva 2.17. Rintamasäteilijän suuntaavuus elementtivälin d/λ funktiona.

Havaitaan, että suuntaavuus kasvaa elementtivälin kasvaessa, kunnes lähestytään arvoa $d/\lambda = 1$, jolloin sivukeilojen syntyminen heikentää ryhmän suuntaavuutta. Seuraava maksimikohta esiintyy juuri ennen arvoa $2d/\lambda$, jonka jälkeen suuntakuvioon ilmestyy taas uusi sivukeila. Suuntaavuuden kannalta suurin arvo saadaan likimäärin elementtivälillä $d = 0,9\lambda$, jolloin säteilykuviossa ei esiinny sivukeiloja.

2.3.4 Planaarinen ryhmä

Planaarinen ryhmä saadaan asettamalla säteilijäelementtejä tasolle, kuten kuvassa 2.18 on esitetty.



Kuva 2.18. Planaarinen ryhmä.

Suorakulmaisen planaarisen ryhmän ryhmäkerroin pallokoordinaatistossa on [3]

$$f(\theta, \phi) = \left[\frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{N_x}{2} \gamma_x\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} \gamma_x\right)} \right] \left[\frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N_y}{2} \gamma_y\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} \gamma_y\right)} \right], \quad (2.26)$$

missä

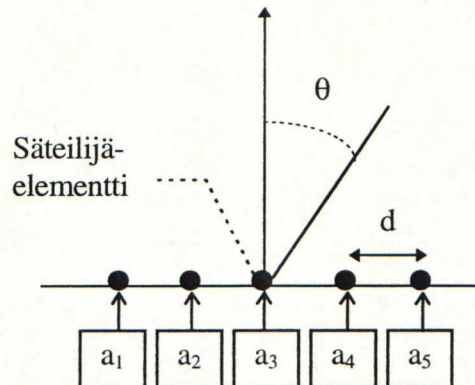
$$\gamma_x = kd_x \sin(\theta) \cos(\phi) + \delta_x$$

$$\gamma_y = kd_y \sin(\theta) \sin(\phi) + \delta_y.$$

Tässä k on aaltoluku, d elementtiväli ja δ elementtien välinen vaihe-ero. Alaindeksit ilmoittavat suureen suunnan karteesisessa koordinaatistossa.

2.3.5 Epätasaisesti syötetty lineaarinen tasavälinen ryhmä

Epätasaisesti syötetyssä lineaarisessa tasavälisessä ryhmässä elementtiväli on vakio ja elementit on sijoitettu suoralle viivalle. Samoin kuin aukkosäteilijöillä voidaan sivukeiloja alentaa tasaisesti syötettyyn ryhmään verrattuna (vrt. tasainen ja kosinijakautunut kenttä aukossa). Vastaavasti sivukeilojen taso pienenee pääkeilan leveyden kustannuksella.



Kuva 2.19. Epätasaisesti syötetty lineaarinen tasavälinen ryhmä.

Ryhmäkertoimen $f(\gamma) = Q_1(z) / Q_2(z)$ laskemiseksi on edullista käyttää Z-muunnosta. Alla olevassa taulukossa on esitetty joidenkin apertuurijakaumien $a(x)$ ryhmäkertoimien tekijöitä [6].

Taulukko 2.1. Apertuurijakaumien z-muunnettuja ryhmäkertoimien tekijöitä.

$a(x)$	$Q_1(z)$	$Q_2(z)$
1	$z \cdot z^{-N+1}$	$z-1$
x	$[z - Nz^{-N+2} + (N-1)z^{-N+1}]d$	$(z-1)^2$
x^2	$[z^2 + z - N^2z^{-N+3} + (2N^2 - 2N - 1)z^{-N+2} - (N-1)^2z^{-N+1}]d^2$	$(z-1)^3$
e^{-bx}	$1 - e^{-Nbd}z^{-N}$	$1 - e^{-bd}z^{-1}$
$\sin(bx+c)$	$z^2 \sin(c) + z \sin(bd-c) - z^{-N+2} \sin(Nbd+c) + z^{-N+1} \sin[(N-1)bd+c]$	$z^2 - 2z \cos(bd) + 1$
$\cos(bx+c)$	$z^2 \cos(c) + z \cos(bd-c) - z^{-N+2} \cos(Nbd+c) + z^{-N+1} \cos[(N-1)bd+c]$	$z^2 - 2z \cos(bd) + 1$
$1 - [2x/(N-1)d]$	$z^2 - (N+1)(z - z^{-N+2}) / (N-1) - z^{-N+1}$	$(z-1)^2$
kolmiojakauma N pariton	$[1 - z^{-(N-1)/2}]^2 dz$	$(z-1)^2$
kolmiojakauma N parillinen	$(1 - z^{-N/2})[1 - z^{-(N-2)/2}] dz$	$(z-1)^2$
trapetsijakauma	$(1 - z^{-b})[1 - z^{-(N-1-b)}] dz$	$(z-1)^2$

"Kolmiojakauma" tarkoittaa tässä

$$a(x) = x, \quad x < \frac{N-1}{2},$$

$$a(x) = (N-1) \cdot d - x, \quad x > \frac{N-1}{2}.$$

"Trapetsijakauma" tarkoittaa

$$a(x) = x, \quad x < b,$$

$$a(x) = b, \quad b < x < (N-1) \cdot d - b$$

$$a(x) = (N-1) \cdot d - x, \quad x > N-1-b.$$

Taulukossa on $z = e^{j\gamma}$ ja $\gamma = kdcos(\theta) + \delta$. Elementtiväli d , elementtien lukumäärä N , vaiheero δ ja aaltoluku k saadaan samalla tavalla kuin aikaisemmin. Vakiot b ja c valitaan tilanteeseen sopivaksi halutun jakauman mukaisesti.

2.3.5.1 Lineaarisen ryhmän synteesi

Usein antenniryhmän suuntakuvion ei tarvitse olla tietyn muotoinen, kunhan se toteuttaa tiettyjä annettuja ehtoja mahdollisimman hyvin. Tavoitteet voivat olla esim.

- 1) kapea pääkeilan leveys
- 2) alhainen sivukeilataso
- 3) pieni elementtimäärä.

Nämä ovat keskenään ristiriidassa, koska pienellä elementtimäärällä ei voida saavuttaa hyvää suuntaavuutta (kapea keila ja alhainen sivukeilataso). Apertuurifunktiota muuttamalla saadaan aukkojen tapauksessa alhaisempi sivukeilataso, mutta pääkeila levenee. Tämä ominaisuus pätee myös ryhmälle, kun sen apertuurin valaisufunktiota muutetaan.

Tietyn suuntakuvion aikaansaamiseksi on kehitetty erilaisia synteesimenetelmiä, joilla saadaan haluttu säteilykuvio, esim. alhainen sivukeilataso. Tämä onnistuu yksittäisen elementin vaihetta ja amplitudia muuttamalla, jolloin vaikutetaan antenniryhmän sivukeilatasoon, pääkeilan leveyteen ja suuntaan.

Seuraavaksi esitetään yleisemmin käytössä olevat Dolph–Tschebyshev-, Schelkunoffin, Taylor- ja binomiaalimenetelmät. Muitakin jakaumia on kehitetty, ja moni perustuu Taylorin menetelmään [8,9]. Tietyn menetelmän soveltuvuus riippuu vaaditusta sovituksista, keilanleveydestä, vahvistuksesta sekä apertuurijakauman toteuttamiskelpoisuudesta. Nämä taas riippuvat antennirakenteen asettamista rajoista, valmistuskustannuksista ja virheherkkyydestä [4,6,7,12–16].

2.3.5.2 Suora polynomisynteesi

Säteilykuvion muokkaaminen voidaan tehdä polynomisynteesin avulla. Tällainen kompleksitasotarkastelu on Schelkunoffin kehittämä [6] ja toimii seuraavasti.

Valitsemalla muuttujat z ja γ samalla tavalla kuin kappaleessa 2.3.5 voidaan antenniryhmän ryhmäkerroin kirjoittaa muodossa

$$f(z) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i z^i = a_{N-1} (z - z_0)(z - z_1) \dots (z - z_{N-1}), \quad (2.27)$$

missä kompleksiluvut z_i ovat funktion $f(z)$ nollakohtia.

Nollakohdat eivät yleensä sijaitse yksikköympyrällä. Mikäli elementtien välillä on progressiivinen vaihesiirto, kertoimet a_i ovat reaaliset ja nollakohdat sijaitsevat pareittain symmetrisesti reaaliakselin kummallakin puolella. Lauseke (2.27) toimii myös, kun vaihesiirto on ei-progressiivinen, jolloin kertoimet a_i ovat kompleksiset. Funktion $f(z)$ nollakohdat määräävät ryhmäkuvion täydellisesti, koska säteilykuvion maksimi voidaan normalisoida ykköseksi kertoimen a_{N-1} avulla. Ryhmän säteilykuvion halutuista nollakohtista voidaan laskea elementtien syöttöamplitudit lausekkeesta (2.27) kehittämällä se polynomimuotoon. Polynomin kertoimet vastaavat elementtien syöttöamplitudeja ja, jos kertoimet ovat kompleksisia, vastaavat kertoimien vaiheet elementtien suhteellisia vaihteita.

Ryhmän elementtien lukumäärä määrää käytettävissä olevien nollakohtien lukumäärän. Yksinkertaisinta on ajatella approksimoivansa säteilykuviota polynomifunktiolla. Nollakohtia on yksi vähemmän kuin ryhmän elementtien lukumäärä.

Säteilykuvio syntetisoidaan kiinnittämällä elementtiväli ja valitsemalla säteilykuvion nollakohdat. Näistä lasketaan kaavan (2.27) avulla säteilykuvio ja tarvittaessa toistetaan synteesi toisella elementtivälillä.

2.3.5.3 Dolph–Tshebyshev-menetelmä

C. L. Dolphin kehittämän menetelmän perusteella voidaan optimoida lineaarinen ryhmä jonkun edellä mainitun ehdon perusteella. Synteesin perustana on kertaluvun m Tshebyshev-polynomit, jotka määritellään [6]:

$$T_m(x) = \begin{cases} \cosh(m \operatorname{ar} \cosh(x)), & x < -1, x > +1 \\ \cos(m \operatorname{ar} \cos(x)), & -1 < x < +1 \end{cases}. \quad (2.28)$$

Riippuvuus x :n ja γ :n välille saadaan yhtälöstä

$$x = x_i \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right). \quad (2.29)$$

Halutun säteilykuvion synteesi suoritetaan seuraavalla tavalla.

- Valitaan ryhmän elementtien lukumäärä N , jolloin Tshebyshevin polynomin asteluku on $m = N-1$.
- Ratkaistaan x_1 yhtälöstä $T_m(x_1) = R$, missä $1/R$ on haluttu sivukeilataso.
- Ratkaistaan yhtälön $T_m(x_1) = 0$:n juuret

$$x_p = \cos\left[(2p-1)\frac{\pi}{2m}\right], \quad p = 1 \dots m. \quad (2.30)$$

Sijoittamalla ne yhtälöön (2.29) saadaan ryhmäkertoimen nollakohtien z_p sijainti selville kompleksitasossa yksikköympyrällä, kuten Schelkunoffin mene-telmässä:

$$\gamma_p = 2 \arccos\left(\frac{x_p}{x_1}\right), \quad z_p = e^{j\gamma_p}. \quad (2.31)$$

- Ryhmäkerroin on nyt muotoa

$$f(\gamma) = \sum_{i=0}^m a_i e^{ij\gamma} = \prod_{i=1}^m (z - z_i) = \prod_{i=1}^m (e^{j\gamma} - e^{j\gamma_i}), \quad (2.32)$$

josta elementtien amplitudit saadaan ratkaistua kirjoittamalla tulo z :n potensseina.

Tällä synteisillä saatu amplitudijakauma on hankala toteuttaa käytännössä, koska keskimmäisten elementtien ja reunimmaisten elementtien välinen tasoero on suuri. Tshebyshev-synteesiä käytetään tämä takia harvoin nykypäivän suuntakuviosynteesissä, mutta tämä menetelmä on seuraavassa esitetyn Taylor-synteesin perusta [4].

2.3.5.4 Taylor n - menetelmä

Taylor-jakauma on ollut suljetussa muodossa tehdyn synteesin perustana pitkään. Taylor kehitti suuntakuvion tasaisesti valaistusta ryhmästä muunneltuna siten, että lähellä pääkeilaa olevat sivukeilat (n kpl) ovat tasoltaan yhtä suuret ja matalammat kuin tasaisesti valaistulla apertuurilla. Tämä menetelmä on siis tasaisen ja Tshebyshev-jakauman välimuoto [4].

Taylorin suunnittelu on tehty jatkuvalla apertuurille, missä valaisu on jatkuva koko apertuurin alueella. Sen sijaan tässä keskitytään diskreettien elementtien muodostaman apertuurin valaisufunktioon. Tällaiselle apertuurille on Villeneuve kehittännyt menetelmän, missä otetaan apertuurin diskreetti luonne huomioon [17].

Tällöin saadaan $2N$ -elementtiselle ryhmälle elementtien amplitudit kaavasta

$$a_p = \frac{1}{2N} \left[E(0) + 2 \sum_{m=1}^{n-1} E\left(\frac{m2\pi}{2N}\right) \cos\left(\left[p - \frac{1}{2}\right] \frac{m\pi}{N}\right) \right], \quad -(N-1) < p < N, \quad (2.33)$$

missä

$$E\left(\frac{m2\pi}{2N}\right) = \frac{2N(-1)^m \prod_{q=1}^{n-1} \sin\left(\frac{m\pi}{2N} - \frac{\psi'_q}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2N} + \frac{\psi'_q}{2}\right)}{\sin\left(\frac{m\pi}{2N}\right) \sin\left(\frac{2m\pi}{2N}\right) \prod_{\substack{q=1 \\ q \neq m}}^{n-1} \sin\left(\frac{(m-q)\pi}{2N}\right) \sin\left(\frac{(m+q)\pi}{2N}\right)}$$

$$E(0) = \frac{2N \prod_{q=1}^{n-1} \sin^2\left(\frac{\psi'_q}{2}\right)}{\prod_{q=1}^{n-1} \sin^2\left(\frac{q\pi}{2N}\right)}, \quad \psi'_q = \frac{n\pi}{N}$$

ja N on elementtien lukumäärä, n ensimmäistä tasaista sivukeilaa, p elementin järjestysnumero.

Toinen tapa selvittää Taylorin menetelmän avulla diskreeteistä elementeistä koostuvan ryhmän amplitudijakauma on näytteenotto jatkuvasta jakaumasta elementtien

kohdalla. Voidaan myös polynomikehitelmästä kehittää tarvittavat amplitudit elementeille, kuten viitteessä [18] on kuvattu.

Tässä esitetyt synteesimenetelmät eivät ole ainoita, jotka perustuvat Taylorin jakaumaan, vaan kirjallisuudesta löytyy monta muutakin [12–16].

2.3.6 Elementtien välinen kytkentä

Suuressa ryhmässä elementit ovat tiiviisti vierekkäin. Analysoitaessa tällaista ryhmää on otettava huomioon elementtien keskinäiskytkentä [6]. Elementtien välinen kytkentä on voimakasta, ja analyysi muodostuu vaikeaksi. Lisäksi kytkentä on erilainen ryhmän keskellä ja reunalla, joten tarkkaan ottaen koko ryhmäkäsité ei ole voimassa. Suuren ryhmän kytkentä saadaan olettamalla ryhmä äärettömäksi ja käyttämällä sitä approksimatiivisesti äärelliselle ryhmälle. Voimakkaan kytkennän aiheuttama ilmiö on ryhmän sokeat pisteet. Tällä tarkoitetaan sellaista vastaanottoantennin keilan suuntaa, jota ei vaiheistamalla pystytä saavuttamaan. Ryhmällä on siis säteilyminimejä, joita yksittäisellä elementillä ei ole yksinään. Syy minimiin löytyy kytkennästä viereisten elementtien välillä. Kytkennän kautta passiivisiin elementteihin indusoituu kenttiä, jotka aiheuttavat omaa säteilyä. Mikäli muitakin elementtejä syötetään ja jokaisessa on samanlainen minimi, niin koko ryhmälläkin on vastaava minimi. Elementtikuvio aiheuttaa sokean pisteen minimin suuntaan riippumatta ryhmäkuvion muodosta.

Elementtien välinen kytkentä on suurimmillaan pienillä elementeillä ja pienillä elementtiväleillä. Kytkentää voidaan myös käyttää hyväksi, jolloin saadaan ryhmälle ylimääräisiä säteilyminimejä. Jos nämä minimi osuvat juuri yksittäisen elementin sivukeilan kohdalla, voidaan vähentää koko ryhmän sivukeilatasoa. Ongelmana on kuitenkin edelleen keskinäiskytkennän vaikutuksen mallittaminen suunnitteluvaiheessa niin, että tällaisia ominaisuuksia voitaisiin hyödyntää. Käytännöllisin tapa on koekappaleiden mittausten perusteella arvioida keskinäiskytkennän aiheuttamat muutokset suuntakuviin ja tästä päätellä kytkennän hyödyntämismahdollisuudet.

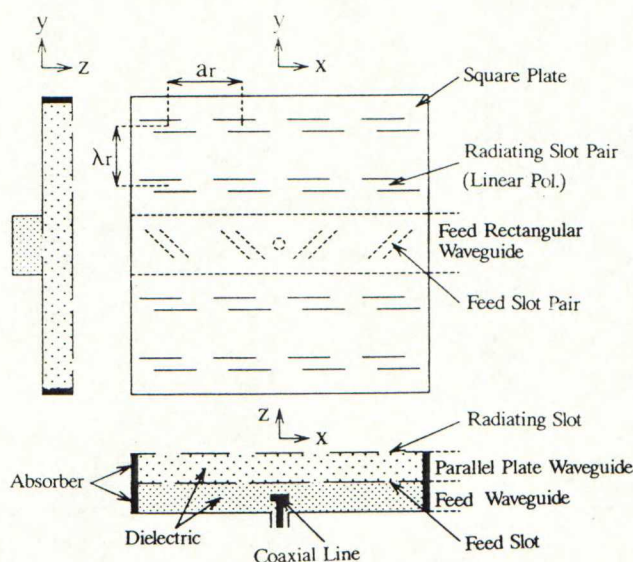
3. Planaarisia antennoja

Planaarisia antennoja on kehitetty mitä erilaisimpiin tarkoituksiin [19]. Käytetyt ratkaisut poikkeavat toisistaan huomattavasti sekä syöttöverkon että säteilijäelementtien osalta ja jokaisella on omat etunsa ja haittansa. Tässä esitetään lyhyesti joitakin rakenteita sekä niiden ominaisuuksia.

3.1 Aaltoputkiantenni

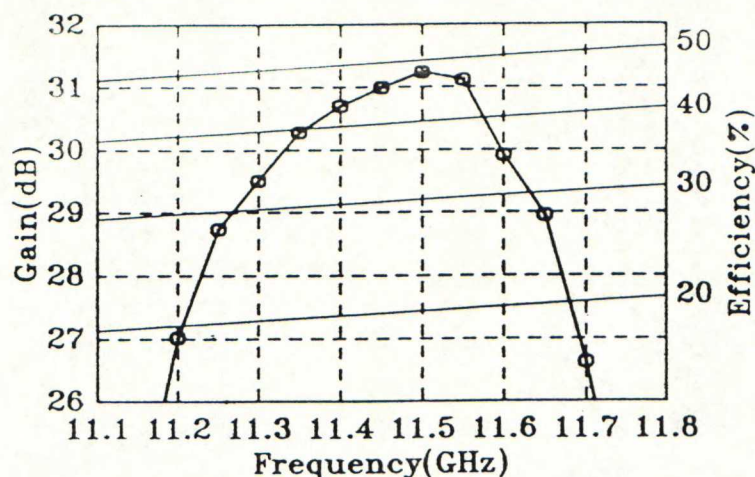
Viitteessä [20] on esitetty $40\text{ cm} \times 37,5\text{ cm}$:n kokoinen rakoaaltoputkiantenni, jolla on saavutettu 31,2 dBi:n vahvistus taajuudella 11,5 GHz. Kaistanleveys on noin 0,5 GHz ja hyötysuhde 48 %. Polarisaatio on lineaarinen.

Teho syötetään koaksiaalijohdosta syöttöaaltoputkeen. Syöttöaaltoputkesta teho kytkeytyy edelleen aukkojen kautta poikittaisesti sijoitettuihin yhdensuuntaisiin aaltoputkiin, joissa on säteileviä aukkoja (ks. kuva 3.1).



Kuva 3.1. Aaltoputkisyötetty rakoantenni.

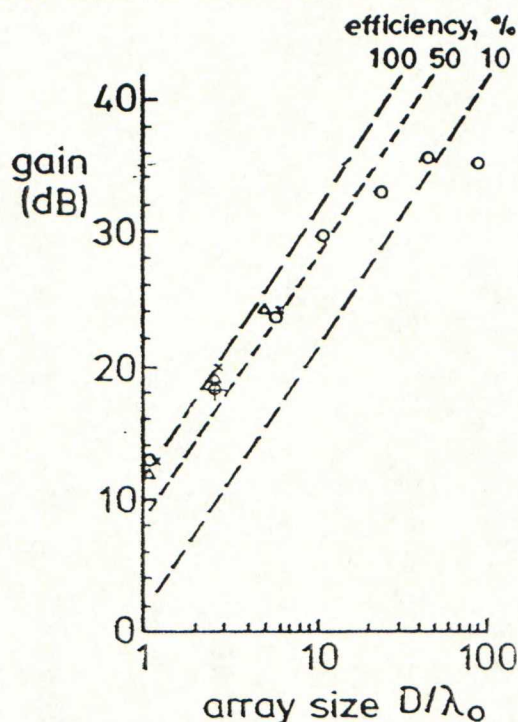
Kuvassa 3.2 on esitetty rakoaaltoputkiantennin vahvistus ja hyötysuhde taajuuden funktiona.



Kuva 3.2. Rakoaaltoputkiantennin vahvistus ja hyötysuhde taajuuden funktiona.

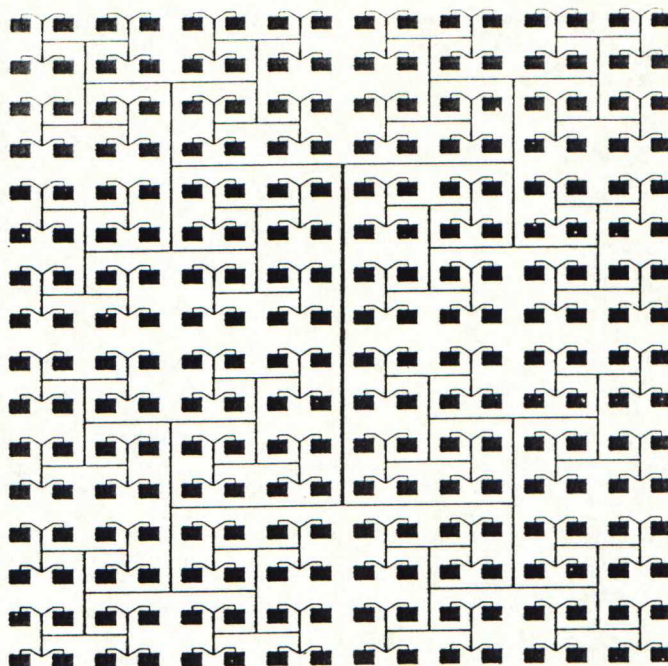
3.2 Mikroliuska-antenni

Mikroliuska-antennin heikkouksia ovat huono hyötysuhde ja kapeakaistaisuus. Mikroliuska on aaltojohtona paljon häviöllisempi kuin esim. aaltoputki, ja 38 GHz:n taajuudella 50 Ω :n mikroliuskajohdon vaimennus on noin 0,1 dB/ λ [21–23]. Tästä syystä on vaikea toteuttaa yli 35 dBi:n vahvistusta mikroliuska-antennilla [24] (ks. kuva 3.3).



Kuva 3.3. Mikroliuska-antenniryhmän vahvistus ryhmän koon funktiona [18].

Eräs esimerkki mikroliuska-antenneista [25] on keskeltä syötetty Duroid 5880-substraatille rakennettu antenniryhmä. Tällaisella rakenteella on rakennettu ryhmiä, joissa on 16, 64, 256 ja 1024 elementtiä. Näiden mikroliuska-antenniryhmien vahvistukset 35 GHz:n taajuudella ovat 19,0, 24,0, 28,5 ja 32,0 dBi. Alla on kuva 256-elementtisestä ryhmästä.

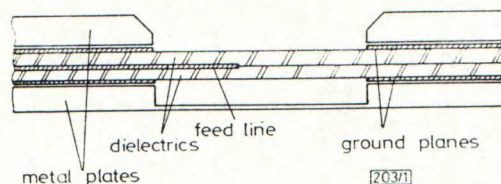
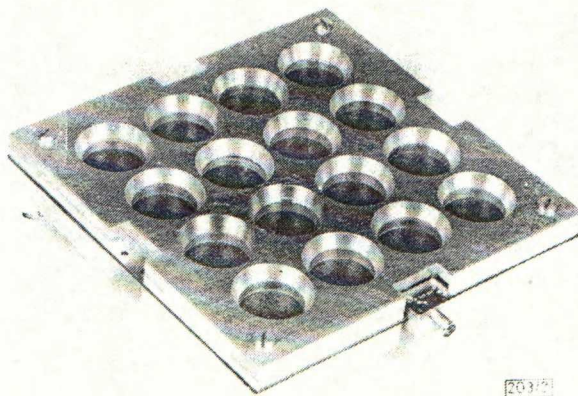


Kuva 3.4. 256-elementtinen 35 GHz:n mikroliuska-antenniryhmä.

3.3 Ripustettu liuskajohtoantenni

Syöttöverkkorakenteissa on käytetty myös ripustettua liuskajohtoa. Tätä rakennetta on käytetty seuraavassa antennissa [26].

Kuvassa 3.5 on 16-elementtinen 12 GHz:n ryhmä. Säteilijöiksi on valittu pyöreitä aukkoja, joihin signaali kytkeytyy liuskajohdosta sondin avulla.



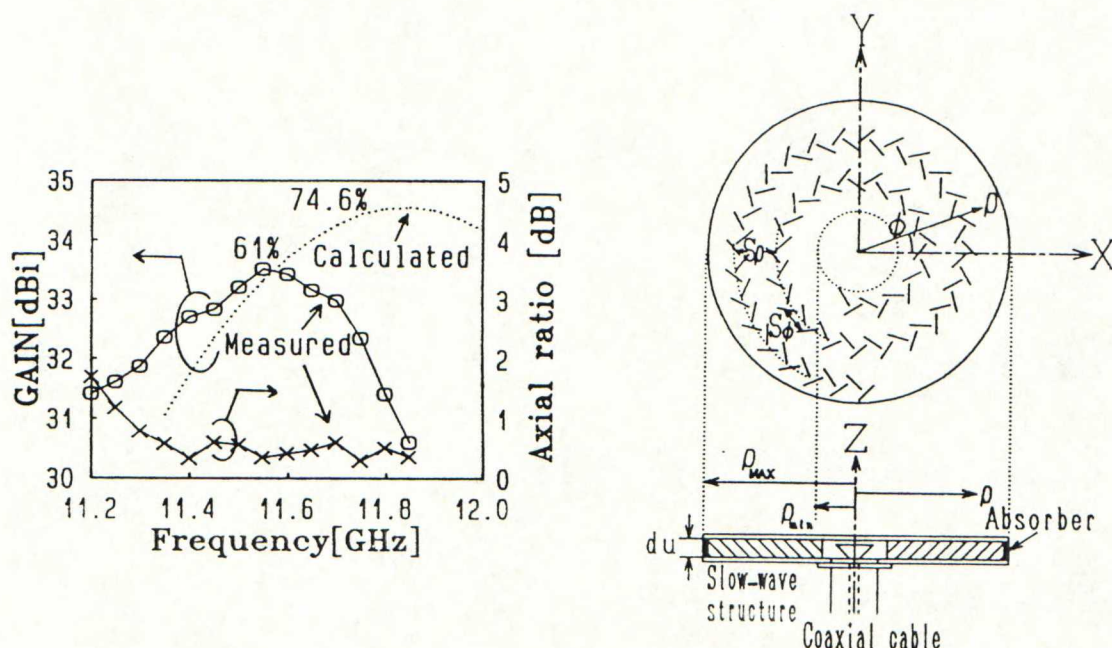
Kuva 3.5. 16-elementtinen ripustettu liuskajohtoantenni.

Antennin ominaisuudet ovat seuraavanlaiset: vahvistus 20,6 dBi taajuusalueella 11,7–12,5 GHz ja SAS pienempi kuin 2 kaistalla 2 GHz. Polarisaatio on lineaarinen.

Vastaavanlaisella rakenteella [27], mutta suorakulmaisilla säteilijöillä ja 512 elementillä on saavutettu 35,2 dBi:n vahvistus, hyötysuhde 63 % ja kaistanleveys 2 GHz taajuudella 12 GHz.

3.4 RLSA-antenni

"Radial Line Slot Antenna" -antenni perustuu kulkuaaltoon, joten kaistanleveys on sitä pienempi, mitä suurempi halkaisija antennilla on. RSLA-antennista on kehitetty monia muunnelmia. Yksikerroksisissa antenneissa aalto etenee ulospäin, jolloin amplitudi pienenee nopeasti etäisyyden kasvaessa ja tasaisesti valaistun apertuurin toteuttaminen on vaikeaa. Kaksikerroksisissa antenneissa aalto etenee sisäänpäin, mistä syystä on helpompaa toteuttaa tasaisesti valaistua apertuuri. Rakenteeltaan kaksikerroksinen antenni on tietysti monimutkaisempi ja siten kalliimpi valmistaa kuin yksikerroksinen. RSLA-antenneissa käytetään absorbaattoreita heijastuksien vähentämiseksi, mutta niissä kuluu myös tehoa. Kuvassa 3.6 on esitetty halkaisijaltaan 0,5 m:n yksikerroksisen RLSA-antennin vahvistus ja rakenne 11,85 GHz:n taajuudella [28].



Kuva 3.6. Yksikerroksisen RLSA-antennin vahvistus ja rakenne.

3.5 Antennirakenteiden vertailua

Kuten tässä luvussa esitetyistä antenneista selviää, käytetään useita eri rakenteita mikro- ja millimetrialueella. Jokaisella rakenteella on omat hyvät puolensa mutta myös heikkoutensa.

Mikroliuska-antennit ovat helppoja valmistaa alemmilla taajuuksilla, mutta taajuuden kasvaessa vaaditaan valmistuksessa suurempaa tarkkuutta ja materiaaleilta homogeenisuutta vaihevirheiden välttämiseksi. Toinen heikkous on mikroliuskarakenteen häviöllisyys. 40 GHz:n taajuuden ympärillä on vaikea saavuttaa mikroliuskajohdolla riittävän alhaista vaimennusta pituusyksikköä kohti, mikä tässä tapauksessa on noin 5 dB/m.

Muunnelma mikroliuskajohdosta on ripustettu liuskajohto, jolla on saavutettavissa alhaisempi vaimennus kuin mikroliuskajohdolla. Tämä voidaan tehdä esim. ripustamalla

johdin ohuen dielektrisen kalvon päälle, jolloin teoreettinen vaimennus 38 GHz:n taajuudella on noin 5 dB/m [29]. Käytännössä on kuitenkin vaikea sijoittaa liuskajohdin tarkasti oikealle paikalle ja massatuotannossa kaikki herkät komponentit ovat ei-toivottuja [29].

Antenniryhmän taperointi on yksinkertainen toteuttaa liuskajohtimella muuttamalla T-liitoksissa johtojen ominaisimpedanssia ja sovittamalla ne esim. neljännesaaltomuuntajilla heijastuksien välttämiseksi.

Aaltoputkirakenteet ovat vähähäviöisiä korkeillakin taajuuksilla. 40 GHz:n ympäristössä on aaltoputken vaimennus noin 1 dB/m, mikä on riittävän pieni. RLSA-antenneissa ja muissa rakenteissa, missä käytetään aaltoputkia, antennit ovat yleensä kapeakaistaisia. Tämä johtuu ensisijaisesti sarjasyötöstä, koska standardiaaltoputken WR-28 taajuuskaista on noin 13,5 GHz eikä täten ole rajoittava tekijä. Tärkeimmät aaltoputken heikkoudet ovat liuskajohtorakenteisiin verrattuna suuri koko sekä tehonjaon toteuttamisen vaikeus rinnakkaissyötössä.

Antenniryhmän elementit voidaan syöttää rinnakkain tai sarjassa. Rinnakkaissyötöllä saavutetaan taajuudesta riippumaton syöttöverkko, joka johtaa laajakaistaiseen toimintaan. Toisaalta rinnakkaissyöttöverkosta muodostuu monimutkaisempi ja vaaditaan useampia tehonjakajia kuin sarjasyöttöverkossa.

Antenniryhmien säteilijäelementtien välillä vallitsee periaatteellisia eroja. Mikroliuska-antenneissa käytetään resonanssiin perustuvia säteilijäelementtejä, jotka ovat puolen aallon mittaisia. Koska elementtien säteily johtuu resonanssista, niistä ei voida tehdä kovinkaan laajakaistaisia häviöitä kasvattamatta.

Säteilyelementit, joiden säteily perustuu apertuurissa vallitsevaan sähkömagneettiseen kenttään ilman resonanssia, ovat luonteeltaan laajakaistaisia. Tällaisella rakenteella on toteutettu kappaleessa 3.1 esitetty ripustettu liuskajohtoantenni.

4. Planaarinen linkkiantenni

Tällä hetkellä käytetään radiolinkeissä paraboloidiantenneja, mutta niiden toimintaperiaatteen vuoksi on vaikea tehdä niistä riittävän ohuita. Helpommin antenni saadaan ohueksi rakentamalla useasta elementistä muodostuva antenniryhmä.

Planaarisia antenniryhmiä on rakennettu aikaisemmin ja mitä erilaisimpiin käyttötarkoituksiin. Edellisessä kappaleessa esitettiin muutamia olemassa olevia antennirakenteita ja niiden ominaisuuksia. Planaarisia antenneja on saatu toimimaan hyvinkin alemmilla taajuuksilla käyttämällä mikroliuskajohtoa tai ripustettua liuskajohtoa, mutta suuremmilla taajuuksilla vaimennus syöttöverkossa kasvaa nopeasti, jolloin antennin hyötysuhde huononee. Hyötysuhteen kompensoimiseksi ei voida kasvattaa antennin kokoa, koska samalla kasvaa vaimennus syöttöverkossa ja kumoo apertuurin kokoa kasvattamalla saadun hyödyn. Vaihtoehtoksi jää vähähäviöisen syöttöjohdon käyttäminen.

Toinen ongelma on syöttöjohdon leveys. Rinnakkaissyötössä syöttöjohdon leveys määrää elementtien pienimmän sallitun välin, joka on vähintään kaksi kertaa syöttöjohdon leveys. Kun syöttöjohtona on esim. aaltoputki, tulee elementtiväliksi sekä E- että H-tasossa väistämättä suurempi kuin vapaan tilan aallonpituus. Tarkoituksenmukaisinta olisi vähähäviöinen kapea aaltojohto, jollaista ei välttämättä ole edes olemassa.

Kuten aikaisemmin on esitetty, tarkoittaa aallonpituutta suurempi elementtiväli väistämättä ryhmäkertoimen osalta sivukeilojen syntymistä. Suuria sivukeiloja ei kuitenkaan voida sallia suuntakuviavaatimusten takia. Antenniryhmän suuntakuvi riippuu kuitenkin myös yksittäisen elementin suuntakuvioista, ja suunnittelemalla säteilijäelementti siten, että elementin suuntakuviossa on nollakohta ryhmäkuvion sivukeilan kohdalla, vältetään sivukeilojen syntymistä.

Rajoittavina tekijöinä elementtien suunnittelussa ovat elementin pituus, koko ja valmistettavuus. Vastaavasti tulee syöttöverkonkin olla helppo valmistaa ja vähähäviöinen. Koska antennin on sovellettava massatuotantoon, ovat myös epäherkkyys virheille ja edullisuus sekä rakenteen yksinkertaisuus tärkeitä näkökohtia.

4.1 Syöttöverkon suunnittelu

Taajuuskaista on noin 6,5 %, jolloin sarjasyötön taajuusriippuvuus on ongelmallinen. Jäljelle jää vaihtoehto, että jokainen elementti syötetään yhtä pitkällä johdolla. Syöttöverkossa ei muutenkaan saisi ole sellaisia osia, joiden toiminta suoraan riippuu taajuudesta 38 GHz:n ympäristössä. Planaarisen antenniryhmän elementtejä tulee

siis syöttää yhtä pitkällä johdoilla rinnakkaisesti. Tällä tavalla taataan antenniryhmän toiminta laajalla taajuuskaistalla.

Antennia syötetään standardiaaltoputkesta WR-28 antennin takaa. Syötetty signaali on väistämättä jaettava osiin, jotta jokaiselle elementille tulisi oma syöttöjohto.

Signaali voidaan jakaa eri tavoin, ja kirjallisuudessa on kuvattu monta eri ratkaisua. Tavallisin ratkaisu on jakaa teho kahteen osaan kolmiportilla. On mahdollista jakaa teho useampaan osaan kerralla, mutta löydetty ratkaisut ovat taajuudesta riippuvia, koska syöttöjohdoista ei saada yhtä pitkiä [30,31]. Taajuusriippuvuus yhdessä jakajassa ei välttämättä ole kohtalokasta, mutta jakajia on käytettävä useampia peräkkäin, jolloin kerrannaisvaikutukset saattavat olla voimakkaita.

Syöttöverkossa jaetaan teho toistuvasti kahteen osaan, kunnes saavutetaan haluttu elementtimäärä. Tämä tehdään aaltojohdon T-liitoksella, jolla jaetaan syöttösignaali kahteen osaan. Kun elementtien lukumäärä on N , tarvitaan N_T kappaletta T-jakajia peräkkäin. Jakajien lukumäärä N_T voidaan laskea kaavasta

$$N_T = \frac{\log_{10} N}{\log_{10} 2}. \quad (4.1)$$

Kun yksittäisen antennielementin vahvistus on G_e [dB], voidaan N -elementtisen ryhmän vahvistus G_r arvioida kaavalla [21]

$$G_r = 10 \cdot \log_{10}(N) + G_e - \alpha \cdot l - N_T \cdot \alpha_T, \quad (4.2)$$

missä α [dB/m] on siirtojohdon vaimennus pituusyksikköä kohtaan ja l [m] on siirtojohdon pituus syötöstä yksittäiseen elementtiin. T-jakajan heijastusvaimennus on α_T [dB]. Kaavaa (4.2) käytettäessä on syytä muistaa, että useampien T-jakajien yhteisvaikutuksesta johtuen saattaa α_T :n arvo poiketa huomattavasti siitä arvosta, mikä on voimassa yhdelle T-liitokselle.

Syöttöverkon eri komponenttien toiminta on simuloitu Hewlett-Packardin High Frequency Structure Simulation -ohjelmalla (HFSS). Tämä ohjelma ratkaisee annetun rakenteen sähkömagneettiset kentät äärellisten elementtien menetelmällä FEM (finite element method) [32]. Sähkömagneettinen ongelma ratkaistaan numeerisella menetelmällä, jolloin yksinkertaisenkin rakenteen kenttien ratkaiseminen on aikaavievää.

Seuraavissa kappaleissa esitetyt simulointitulokset ovat näiden simulointien antamia arvoja.

4.1.1 Syöttöjohdon valinta

Taajuusalueella 38 GHz toimivien aaltojohtojen ominaisuudet poikkeavat hyvin paljon toisistaan. Linkkiantennin taajuusalueella voidaan käyttää monia eri aaltojohtoja. Yleisesti käytettyjä ovat aaltoputki, mikroliuskajohto, ripustettu liuskajohto ja dielektrinen aaltoputki. Näiden eri syöttöjohtojen ominaisuuksia on käsitelty laajasti kirjallisuudessa [11,21–23,32,33].

Mikroliuskajohto on massatuotantoon hyvin soveltuva, kun piirit ovat pienikokoisia. Mikroliuskalla voidaan toteuttaa kapeita syöttöjohtoja ja niiden valmistaminen on yksinkertaista. Korkeammilla taajuuksilla kytkeytyminen lähellä toisiaan olevien johtojen välillä saattaa muodostua ongelmaksi. Halvat substraatit ovat usein hyvin häviöllisiä, jolloin häviöiden vähentämiseksi tulisi valita häviöttömämpi ja kalliimpi substraatti. Suuren

vaimennuksen takia mikroliuskajohto ei sovellu signaalin siirtojohdoksi, mikäli etäisyys on suuri aallonpituuteen nähden. Vähähäviöisen mikroliuskajohdon valmistaminen suurelle substraattipalalle vaatii substraatilta hyvää mekaanista kestävyyttä. Substraatin ominaisuuksien epätasaisuus suurella pinnalla aiheuttaa ei-toivottuja vaihevirheitä.

Kalliista substraatista voidaan luopua käyttämällä ripustettua liuskajohtoa. Tällaisessa rakenteessa voidaan käyttää halpaa ohutta kalvoa substraattina, jonka päällä johdekuvio sijaitsee. Tällöin eristeenä maatasen ja keskijohtimen välillä on pääasiassa ilmaa. Ripustetulla liuskajohdolla on saavutettu alhaisia vaimennuskertoimia noin 12 GHz:n ympäristössä [27]. Taajuuden kasvaessa kasvaa kuitenkin myös häviöt, ja noin 40 GHz:n taajuudella häviöt ovat yli viisinkertaiset aaltoputkeen verrattuna [29].

Muitakin planaarisia johtoja, kuten dielektrinen aaltoputki, on olemassa, mutta kaikilla näillä on suuremmat häviöt kuin aaltoputkella linkkiantennin taajuusalueella. Lisäksi on rakennettava siirtymä aaltoputkesta kyseiseen siirtojohtoon, jolloin jonkun muun aaltojohdon valinta kuin suorakulmaisen aaltoputken tekee rakenteesta monimutkaisemman. Mitä monimutkaisempi rakenne on, sitä kalliimpi se on valmistaa ja useimmiten myös sitä herkempi valmistusvirheille [23,31]. Tästäkin syystä on hyvä valita yksinkertaisen rakenteen omaava siirtojohto.

Suorakulmaisella aaltoputkella on myös haittoja, ja merkittävin tässä sovelluksessa on aaltoputki-T-liitoksen sovittaminen. Suorakulmainen aaltoputki on paras vaihtoehto, mikäli tämä ongelma voidaan ratkaista. Pyöreän aaltoputken ominaisuudet ovat vastaavat kuin suorakulmaisella aaltoputkella, mutta antenni syötetään suorakulmaisesta aaltoputkesta, jolloin se on tässä sovelluksessa luontevampi vaihtoehto.

Aaltoputkella on erittäin pienet häviöt pituusyksikköä kohti. Tällä taajuusalueella on WR-28-aaltoputken vaimennus noin 0,7 dB/m. Kun antennin apertuurihyötysuhteeksi oletetaan 40 %, saadaan antennin pinta-alaksi 38 dBi:n vahvistuksella 12 dm², mikä tarkoittaa neliönmuotoisena sivun pituutta 35 cm. Etäisyys syötöstä säteilijäelementille on noin 40 cm, jonka matkan aikana signaali vaimenee 0,3 dB. Koska vaimennus on näin alhainen, se ei merkittävästi vaikuta antennin vahvistukseen.

4.1.2 Suorakulmainen aaltoputki

Suorakulmaisessa aaltoputkessa voi edetä sekä TE- että TM-aaltomuotoja. Tavallisesti on kuitenkin suorakulmainen aaltoputki suunniteltu siten, että pelkästään alin eli TE₁₀-muoto etenee. Tämä vastaa tapausta $n = 1$ ja $m = 0$. Suorakulmaisen ilmalla täytetyn aaltoputken katkوتاajuus saadaan kaavasta

$$f_{\text{cmm}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2}, \quad (4.3)$$

missä n ja m ovat aaltomuotoa kuvaavia indeksejä, a ja b ovat aaltoputken sivujen mitat kuvan 2.5 mukaisesti, ϵ_0 on permittiivisyys tyhjiössä ja μ_0 permeabiliteetti.

Signaalin aallonpituus aaltojohdossa on pitempi kuin vapaassa tilassa. Aallonpituus aaltojohdossa λ_g lasketaan kaavasta

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}. \quad (4.4)$$

Tässä f_c on katkوتاajuus ja f signaalin taajuus. λ_0 on signaalin aallonpituus vapaassa tilassa.

Aaltoputken johdinhäviöistä aiheutuva vaimennuskerroin lasketaan kaavasta

$$\alpha_{\text{TE}_{10}} = \frac{R_s}{\eta \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \left(\frac{1}{b} + \frac{\lambda^2}{2a^3} \right). \quad (4.5)$$

R_s on johteen pintavastus, ja se lasketaan kaavasta

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma_m}}. \quad (4.6)$$

Kaavassa ω on kulmataajuus ja σ_m johteen johtavuus. Millimetriaaltotaajuuksilla aaltoputken sisäpinnan karheus aiheuttaa sen, että pintavastus on suurempi kuin kaavalla (4.6) laskettu. Lähellä rajataajuutta vaimennus on suuri, sillä rajataajuuden alapuolella aalto ei etene ja vaimennuskerroin lähestyy ääretöntä. TE_{10} -muodolla toimivan aaltoputken suositeltu taajuusalue on noin 1,2–1,9 kertaa rajataajuus [22].

4.1.3 Aaltoputken mittojen valinta

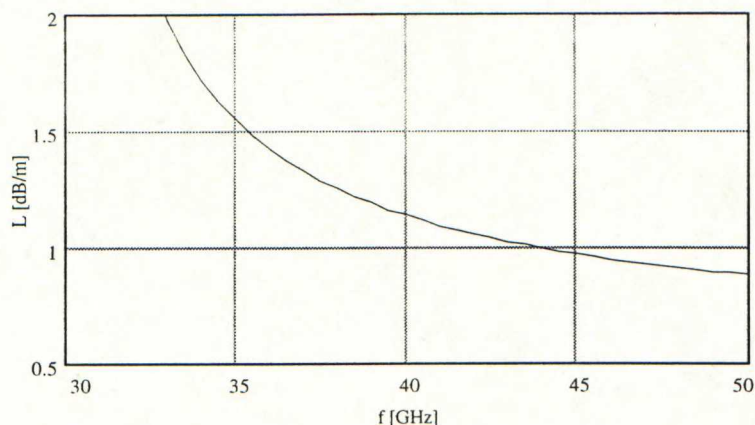
Syöttöjohdon leveys määrää pienimmän mahdollisen elementtivälin sekä E- että H-tasossa. Antenniryhmän sivukeilojen määrä riippuu elementtivälistä ja yksittäisen elementin suuntakuviosta. Mitä useampi sivukeila ryhmäkertoimella on, sen useampia nollakohtia tarvitaan säteilijäelementin suuntakuviossa. Nollakohtien toteuttaminen on vaikeaa, ja siksi pyritään pitämään ryhmäkertoimen sivukeilojen lukumäärä alhaisena. Tämä toteutetaan pienellä elementtivälillä. Tällöin tulee valita aaltoputken leveys mahdollisimman kapeaksi. Aaltoputken käyttötaajuus määräytyy katkوتاajuudesta siten, että alhaisin suositeltava käyttötaajuus on 1,2 kertaa katkوتاajuus. Linkkiantennin alhaisin käyttötaajuus on 37 GHz. Tästä voidaan laskea katkوتاajuudeksi noin 30,8 GHz, mikä vastaa aaltoputken leveyttä 4,9 mm. Valmistuksen kannalta on parempi valita mitaksi 5 mm, koska tällaisia jysinteriä löytyy valmiina. Samalla saadaan käyttötaajuudet siirrettyä vielä kauemmaksi katkوتاajuudesta, jolloin vaimennus pienenee.

Aaltoputken toinen mitta vaikuttaa elementtiväliin E-tasossa, mutta sen vaikutus on pieni. Lisäksi korkeus vaikuttaa vaimennukseen: mitä korkeampi aaltoputki on, sitä pienemmät häviöt (vrt. kaava (4.5)). Antennia syötetään standardiaaltoputkesta WR-28, jonka korkeus on 3,56 mm. Pitämällä tämä mitta samana vältetään korkeuden muutoksista ja vaimennus pysyy pienenä.

Aaltoputken tulee toimia pelkästään alimmalla aaltomuodolla TE_{10} . Tarkistetaan seuraavien aaltomuotojen katkوتاajuudet kaavan (4.3) avulla. TE_{20} -muodon katkوتاajuus on 60 GHz ja TE_{01} -muodon 42,13 GHz. Nämä katkوتاajuudet ovat selvästi ylimmän käyttötaajuuden 39,5 GHz yläpuolella, jolloin nämä muodot eivät voi edetä aaltoputkessa.

4.1.4 Aaltoputken häviöt

Suorakulmaisen aaltoputken, jonka sivujen mitat ovat $a = 5$ mm ja $b = 3,56$ mm, rajataajuus on noin 30 GHz (kaava 4.3). Tällaisen putken suositeltava käyttötaajuusalue on 36–42 GHz. Alumiinista valmistettuna noudattaa ($\sigma_m = 3,8 \times 10^7$ S/m) aaltoputken teoreettinen vaimennus taajuuden funktiona kuvassa 4.1 esitettyä käyrää (kaava 4.5).



Kuva 4.1. Vaimennuskäyrä suorakulmaiselle $a/b = 5/3,56$ alumiiniputkelle.

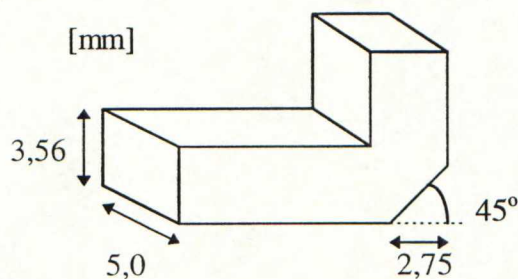
Käytännössä vaimennus kasvaa teoreettisesta arvosta epäideaalisuuksien takia.

Nähdään, että suorakulmaisen aaltoputken teoreettinen vaimennus on alle 1,3 dB/m taajuusalueella 37 – 39,5 GHz. Syöttöverkossa matka antennin syöttöpisteestä yksittäiselle säteilijäelementille on noin 0,4 m, jolloin antenniin syötetty teho vaimenee siirtojohdon takia noin 0,5 dB.

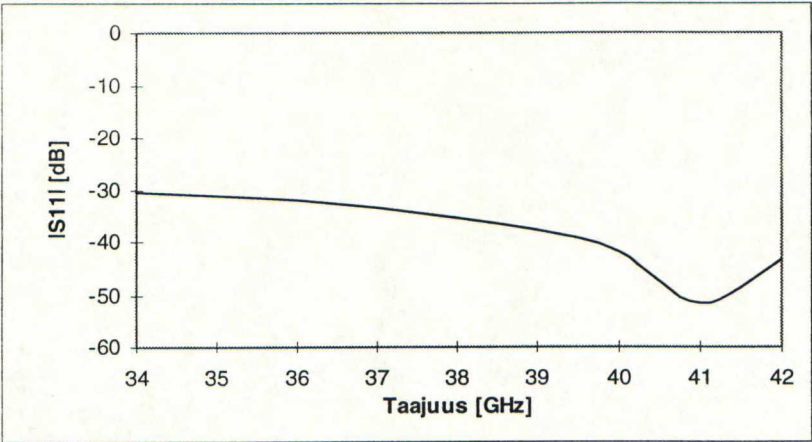
Suuruusluokkaa 0,5 dB oleva vaimennus matkalla syötöstä säteilijäelementille on hyvin pieni. Antennin hyötysuhteen kannalta on tärkeämpää saada tehonjaossa tarvittavat T-liitokset sovitettua, sillä heijastuksien aiheuttama hyötysuhteen huononnuks on siirtojohdon vaimennusta merkittävämpi tekijä.

4.1.5 Mutka aaltoputkessa

Tehonjakajien lisäksi on syöttöjohtoa pystyttävä taivuttamaan. Aaltoputken mutka tehdään usein taivuttamalla putki suhteellisen suurella säteellä, jotta se toimisi hyvin. Toinen mahdollisuus ja huomattavasti tilaasäästävämpi ratkaisu on käyttää kuvassa 4.2 esitettyä rakennetta [32,34].



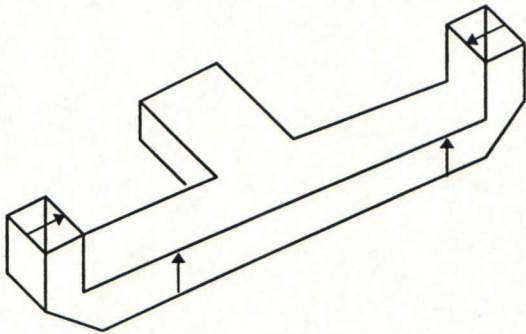
Kuva 4.2. E-tason mutka aaltoputkessa.



Kuva 4.3. E-tason aaltoputkikulman heijastuskerroin taajuuden funktiona.

Suorakulmainen E-tason mutka toimii hyvin, ja sen aiheuttama heijastus on pieni erittäin laajalla kaistalla.

Säteilijäelementit syötetään eri puolilta, jotta käytössä oleva tila voitaisiin käyttää hyväksi mahdollisimman tehokkaasti. Tällöin on aaltoputkea taivutettava eri suuntiin joka toisen elementin kohdalla (ks. kuva 4.4).



Kuva 4.4. Polarisaatio taivutuksen jälkeen ilman vaihekorjausta.

Kuten kuvasta voidaan nähdä, polarisaatio on vastakkaisessa vaiheessa vierekkäisten elementtien välillä. Tämä korjataan lisäämällä puolen aallon mittainen aaltoputkikappale toiselle puolelle, joka kääntää signaalin vaiheen samanvaiheiseksi toisen elementin kanssa. Aallonpituus aaltojohdossa λ_g lasketaan kaavasta (4.4). Tällainen korjaus on optimoitu käyttötaajuusalueen keskitaajuudelle, joten taajuusalueen reunoilla elementit eivät ole täysin samassa vaiheessa. Syntyneen vaihevirheen suuruus on esitetty taulukossa 4.1.

Taulukko 4.1. Vaihevirhe taajuuden funktiona.

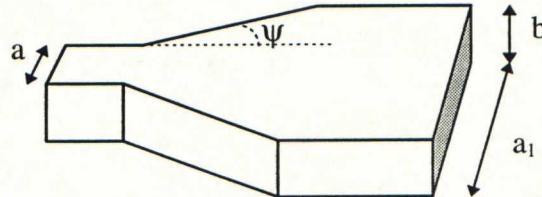
Taajuus [GHz]	$\lambda_g/2$ [mm]	Matkaero [mm]	Vaihe-ero [°]
37,0	6,695	0,378	10,17
38,25	6,317	0,00	0,00
39,5	6,024	0,293	8,75

Nähdään, että vaihevirhe on suhteellisen pieni eikä täten vaikuta merkittävästi antennin kaistanleveyteen.

4.1.6 Aaltoputken leveyden muuttaminen

Koska antennin syötössä on 7,11 mm leveä aaltoputki ja varsinaisessa syöttöverkossa käytetään 5 mm leveää aaltoputkea, on suunniteltava siirtymä leveämmästä putkesta kapeampaan putkeen.

Laajennus kapeammasta putkesta tehdään H-tason torven tapaan kuvan 4.5 osoittamalla tavalla.

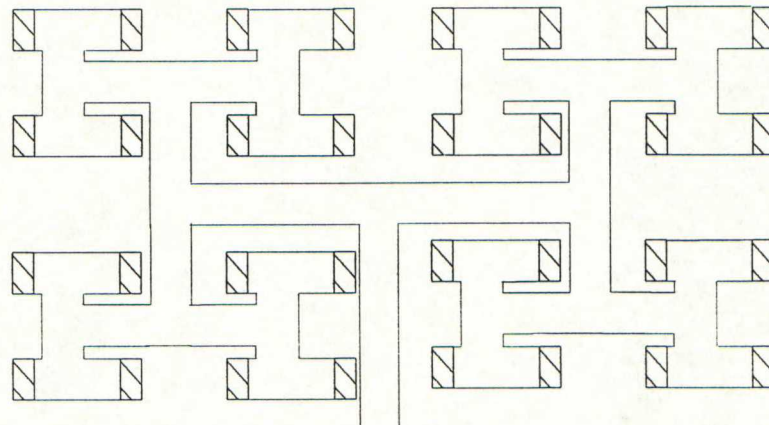


Kuva 4.5. Aaltoputken leveyden muuttaminen.

Siirtymän tulee olla mahdollisimman lyhyt tilansäästösyistä, mutta sen aiheuttaman heijastuksen on oltava pieni (alle -20 dB) koko taajuuskaistalla. Valitsemalla avauskulma $\psi = 10^\circ$:ksi saadaan siirtymä, jonka simuloitu heijastuskerroin on alle -26 dB koko käyttötaajuusalueella.

4.1.7 Elementtivälin valinta

E-tason elementtiväli määräytyy pitkälti tarvittavan vaihekorjauksen pituudesta. Elementtien välille pitää mahtua vähintään T-liitos ja vaihekorjaus (ks. kuva 4.6). T-liitoksen leveys on 5 mm ja vaihekorjauksen pituus 6,317 mm. Molemmille puolille tulee vielä E-tason mutka, ja sillä puolella, missä ei ole vaihekorjausta, mutkaa ei voida sijoittaa heti T-liitoksen viereen, sillä se häiritsee T-liitoksessa esiintyviä kenttiä.



Kuva 4.6. Syöttöverkon periaatteellinen rakenne.

Tarvittava matka T-liitoksesta mutkaan, luotettavan toiminnan varmistamiseksi, on vähintään $\lambda_g/8$, mutta suurempi etäisyys T-liitoksesta on toivottava. Käytössä olevassa aaltoputkessa tämä vastaa noin 1,6 mm:n pituista aaltoputkea. Tämä lisäys on tehtävä molemmille suunnille, jotta vaihe pysyisi samana. Lisätään kuitenkin 1,66 mm molemmille sivuille, jolloin elementtiväliksi E-tasossa tulee 18,2 mm. Tällä tavalla taataan, että T-liitos toimii myös taajuusalueen ylärajataajuudella.

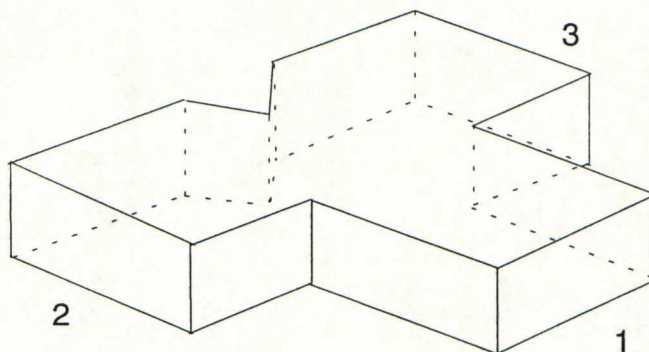
H-tasossa voidaan elementit sijoittaa lähemmäksi toisiaan kuin E-tasossa. Mikäli syöttöverkossa olevien aaltoputkien välillä olisi äärettömän ohuet seinät, tulisi elementtiväliksi $d_H = 2 \times$ putken leveys, mikä on 10 mm. Tämä etäisyys on suurempi kuin

vapaan tilan aallonpituus tällä taajuuskaistalla. Kuvasta 2.17 nähdään, että suuntaavuus (ja täten vahvistus) on suurin, kun elementtiväli on $0,9\lambda$:n moninkerta. Koska antenniryhmän ryhmäkertoimen sivukeilojen lukumäärä on verrannollinen siihen, kuinka monta aallonpituuden monikertaa elementtiväli on, voidaan elementtiväliä kasvattaa arvoon $0,9 \times 2 \times \lambda$ lisäämättä sivukeilojen määrää. Tällöin antenniryhmän suuntaavuus kasvaa maksimiinsa aallonpituutta suuremmilla elementtiväleillä.

Toinen sivukeila tulee esille, kun elementtiväli on lähellä 2λ . Linkkiantennin taajuuskaista on leveä, joten suurimmallakin taajuudella 39,5 GHz tulee ehdon elementtiväli $< 0,9 \times 2 \times \lambda$ olla voimassa. Elementtiväliksi H-tasossa saadaan $1,8 \times \lambda_{39,5 \text{ GHz}} = 13,6 \text{ mm}$. Vierekkäisten aaltoputkien välille jää siten tilaa 1,8 mm, kun aaltoputken leveys on 5 mm.

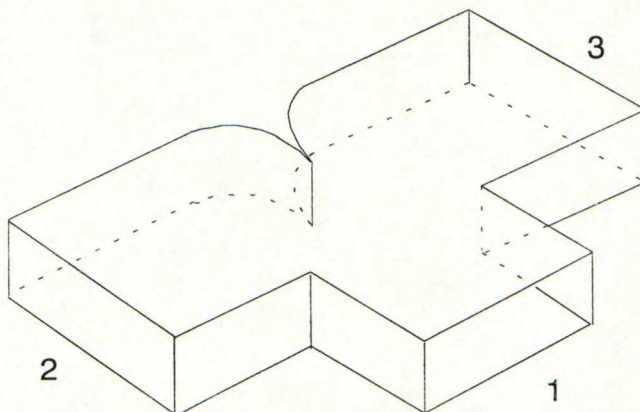
4.1.8 Aaltoputken T-liitos

Aaltoputken T-liitos on kolmiportti. Teho syötetään portista 1 ja jaetaan kahteen osaan portteihin 2 ja 3. Tavallisen T-liitoksen heijastuskerroin aaltoputkessa on suuri. Parempi sovitus saadaan käyttämällä jakajaa liitoksessa kuvan 4.7 osoittamalla tavalla.



Kuva 4.7. Aaltoputken T-liitos.

Jakajan muoto on tässä kolmio. Kirjallisuudessa esiintyy monenmuotoisia jakajia, mutta yhdelläkään ei ole saavutettu itseisarvoltaan alle 0,1:n heijastuskertoimia (-20 dB) [28,30,34]. Hyviin tuloksiin on päästy pyöristämällä jakajan sivuja, kuten kuvassa 4.8 on esitetty.



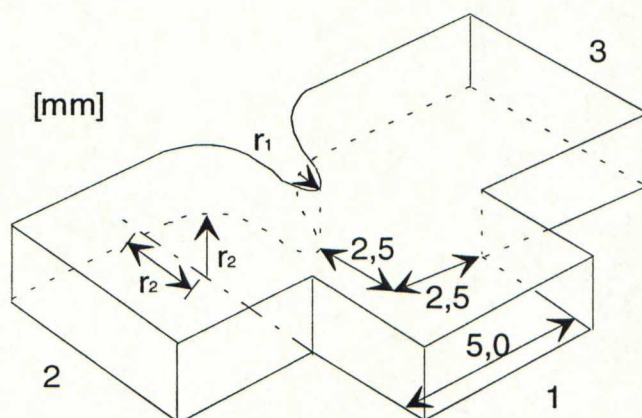
Kuva 4.8. Aaltoputken T-liitos.

Tällöin saavutetaan vielä pienempi heijastuskerroin kuin kolmionmallilla. Paras tulos saadaan jakajalla, jonka kärki on äärettömän ohut. Rakenne on kuitenkin herkkä jakajan keskipisteen sijainnille, minkä osoittaa heijastuskertoimen arvon raju muutos, kun jakajan

terävää reunaa litistetään. Kärjen lyheneminen 0,4 mm aiheuttaa heijastuskertoimen vaiheelle 50°:n muutoksen.

Jos kärki on kapea, saattaa sen paikka valmistuksen yhteydessä muuttua paljonkin pituussuunnassa. Koska T-liitoksen heijastuskertoimen vaihe saattaa vaihdella rajusti, rakenne on vaikea sovittaa hyvin esim. heijastuksen kumoavalla esteellä.

Jakajan muotoa on muutettava ideaalisesta, jotta saadaan rakenne, joka ei ole herkkä valmistusvirheille, mutta samalla on sovituksen pysyttävä hyvänä. Koska jakajan kärki aiheuttaa ongelmia, muutetaan kärki vähemmän teräväksi ja tukevammaksi, jolloin jakaja on helpompi valmistaa. On myös esitetty [34,35] sinimuotoista jakajaa, jolla on saavutettu kohtalainen sovitus. Tätä rakennetta muistuttava jakaja, mutta paremmin toimiva, saadaan levantämällä kärkeä. Tulokseksi tulee seuraavan näköinen jakaja, jonka avulla vältetään terävien reunojen syntymistä.

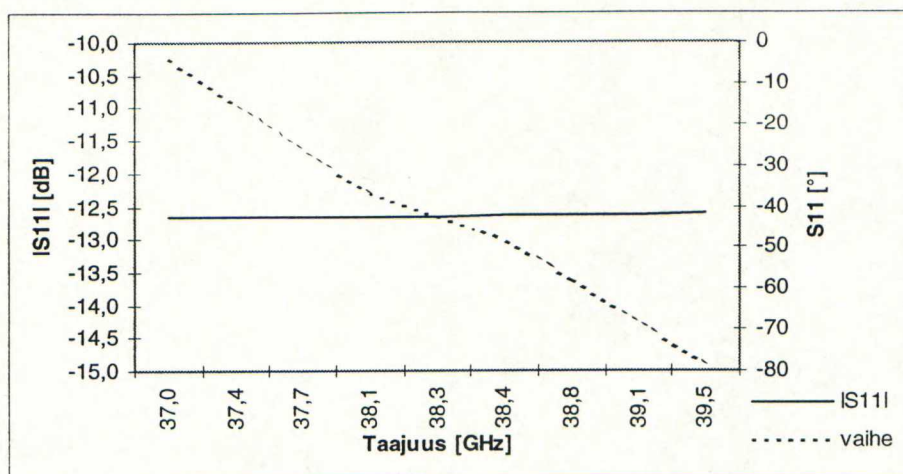


Kuva 4.9. T-liitoksen jakaja

Eri mittojen vaikutusta T-liitoksen toimintaan on tutkittu ja jakajan kaarevuussäteet on valittu simuloitujen tuloksien perusteella. Paras tulos saavutetaan, kun jakajan kärki on täsmälleen liitosalueen keskellä. Pienempi kaarevuussäde r_1 määritetään sellaiseksi, että sen valmistaminen ei tuottaisi vaikeuksia. Yleisesti pyritään välttämään alle 0,5 mm:n kaarevuussäteitä kappaleilla, joita valmistetaan jyrsimällä metallista, joten valitaan $r_1 = 0,5$ mm.

Suurempi säde r_2 on valittu simulointitulosten perusteella. Tulokseksi saatiin 2,5 mm. Pienemmällä tai suuremmalla säteellä saadaan suurempi heijastuskerroin.

Tällä jakajarakenteella ei saavuteta yhtä hyviä tuloksia, kuin mitä saadaan simuloimalla teräväreunaista jakajaa. Tulokset eivät kuitenkaan ole ratkaisevasti huonompia. Aaltoputkikappaleiden toimintaa on simuloitu HFSS-ohjelmalla, ja simuloinnin tulokset on esitetty alla olevassa kuvassa.



Kuva 4.10. T-liitoksen heijastuskerroin taajuuden funktiona.

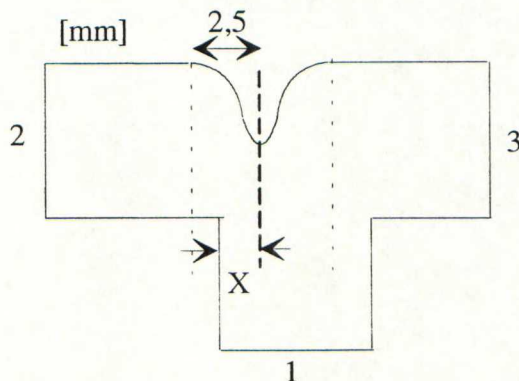
Kuvasta 4.10 voidaan nähdä, että -20 dB:n heijastuskerrointa koko taajuuskaistalla ei saavuteta pelkällä T-liitoksella. Ongelmaksi jää T-liitoksen sovittaminen, mutta kun rakenteen heijastuskerroin on tiedossa, voidaan rakenne sovittaa.

4.1.8.1 Epätasainen jako T-liitoksessa

Tähän asti on tutkittu pelkästään tehon tasan jakavia T-liitoksia. Tehon ei välttämättä tarvitse jakautua tasan portteihin 2 ja 3. Mikäli suuntakuvion vaatimusten takia osoittautuu välttämättömäksi poiketa ryhmän tasaisesta syötöstä, voidaan aikaansaada tarvittavat jakosuhteet siirtämällä liitoksen keskellä olevaa jakajaa keskiviivasta. Tällöin pysyy sovitus vielä yhtä hyvänä tai jopa paranee, kun suurempi osa tehosta siirtyy toiseen porttiin. Samanaikaisesti saadaan yksittäiselle elementille haluttu suhteellinen amplitudi.

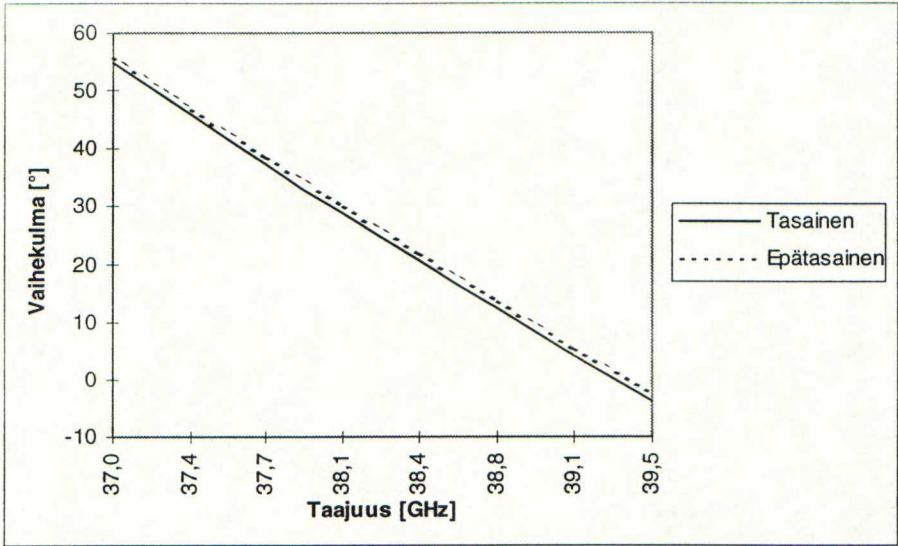
Mikäli halutaan epätasainen tehonjako elementtien välille, tulee tällainen toteuttaa sillä tavoin, että elementtien välille ei synny vaihe-eroa, eikä sovitus saa huonontua.

Aaltoputki-T-liitoksissa, missä on kuvassa 4.9 esitetty jakaja, voidaan jakosuhteen suuruutta säätää siirtämällä jakajan paikkaa sivusuunnassa. Tällaisia rakenteita on simuloitu HFSS-ohjelmalla. Tuloksista on havaittu, että ulostuloporttien välinen vaihe-ero kasvaa sitä mukaa, kun jakaja siirtyy kauemmaksi keskipisteestä. Samalla todettiin, että tämä vaihe-ero on yhtä suuri, kuin se vaihe-ero mikä saadaan, kun sisäänmenoportin paikkaa muutetaan saman verran sivusuunnassa. Vaihe määräytyy siis etäisyydestä jakajaan ulostulosporteista mitattuna. Tällöin voidaan vaihe-ero kompensoida siirtämällä syöttöputken paikkaa yhtä paljon sivusuunnassa kuvan 4.11 osoittamalla tavalla.



Kuva 4.11. Vaihekompensointi T-liitoksessa.

Tehoa tasaisesti jakavan T-liitoksen ($X = 2,5$) ja epätasaisesti jakavan T-liitoksen ($X = 1,8$) S_{21} -parametrien vaihevertailu taajuuden funktiona on esitetty kuvassa 4.12.



Kuva 4.12. Ulostuloporttien vaihevertailu taajuuden funktiona.

Molempien T-liitosten S_{21} - ja S_{31} -parametrien vaiheet ovat täsmälleen samanlaiset. Tällä tavoin saadaan tarvittavat jakosuhteet aikaiseksi, samalla kun vaihe-eroa ei synny ulostuloporttien välille.

Syöttöverkossa tällainen kompensointi näkyy siten, että etäisyys syöttöjohdosta vieressä oleviin elementteihin on eri suuri. Syöttöjohto siirtyy taperointitason suunnassa jonkun verran kesemmälle.

Jakosuhteen suuruus riippuu siirtomatkasta X kuvan 4.11 mukaisesti. Taulukossa 4.2 on esitetty eri matkoilla X saadut simuloidut jakosuhteen porttien 2 ja 3 välille.

Taulukko 4.2. Jakosuhteet sivuttaissiirtomatkan X funktiona.

X [mm]	S_{11}	S_{21}	S_{31}	$ S_{21}/S_{31} $
2,2	$0,2131\angle 123,9^\circ$	$0,5772\angle 110,9^\circ$	$0,7883\angle 110,9^\circ$	0,7322
2,0	$0,1835\angle 122,4^\circ$	$0,5036\angle 111,5^\circ$	$0,8442\angle 111,6^\circ$	0,5965
1,8	$0,1523\angle 117,2^\circ$	$0,4350\angle 112,3^\circ$	$0,8874\angle 112,3^\circ$	0,4902

Koska syöttöverkko muutenkin on rakennettu ahtaaseen tilaan, vaihekompensoitiolle ei löydy kovinkaan paljon tilaa. Tällöin on taperointia suunniteltaessa pyrittävä sellaiseen ratkaisuun, joka ei vaadi monta epätasaista tehonjakoa eikä suuria jakosuhteita, koska vaihekompensointi on verrannollinen jakosuhteeseen.

4.1.8.2 Tappisovitus

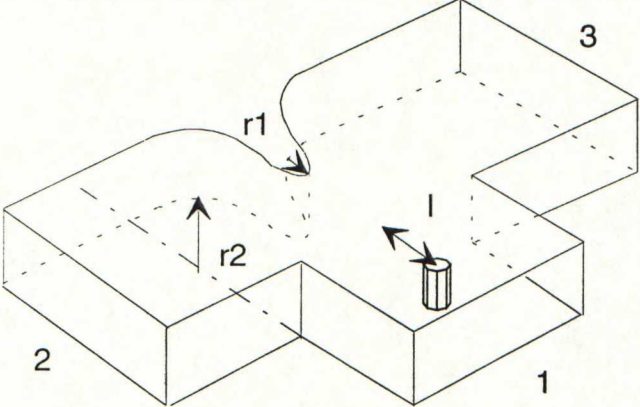
Tehonjakajan sovitusta voidaan parantaa aiheuttamalla jakajan heijastusta kumoava toinen heijastus. Mikäli tarkoituksella aiheutetun heijastuksen amplitudi on yhtä suuri kuin jakajan heijastus ja vaiheet vastakkaiset, on summutunut kokonaisheijastus nolla.

Aaltoputkessa saadaan heijastus aikaiseksi sijoittamalla putkeen jonkinlainen este [36,37]. Esteen muodolla ei sinänsä ole väliä, mutta toivottavaa olisi, että sen aiheuttama heijastus muuttuisi taajuuden mukana samalla tavalla kuin tehonjakajan heijastus. Esteen valinnassa on syytä painottaa hyvää valmistettavuutta. Rakenteen tulee olla sellainen, että sen aiheuttama heijastus on mahdollisimman epäherkkä valmistusvirheille.

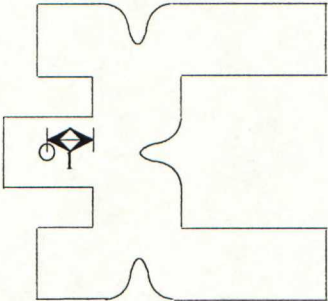
Valmistusmenetelmästä riippumatta voidaan pitää ympyrän muotoisen kappaleen valmistettavuus hyvänä. Esteeksi on tästä syystä valittu lieriönmuotoinen kappale.

Lieriön korkeutta säätämällä vaikutetaan heijastuksen amplitudiin, ja esteen paikkaa (etäisyys tehonjakajasta) muuttamalla saadaan vaihe sopivaksi.

Esteen mitoitus on tehty HFSS-ohjelman avulla. Sylinterin halkaisijalla 1 mm ja korkeuksilla 0,6–0,7 mm saadaan sopivan suuruiset heijastukset. Taulukossa 4.3 on esitetty simulointituloksien perusteella parhaan esteen koko jokaiselle T-liitokselle.



Kuva 4.13. T-liitoksen tappisovitus.



Kuva 4.14. 5-portin tappisovitus.

Taulukko 4.3. Tappisovituksen mitoitus

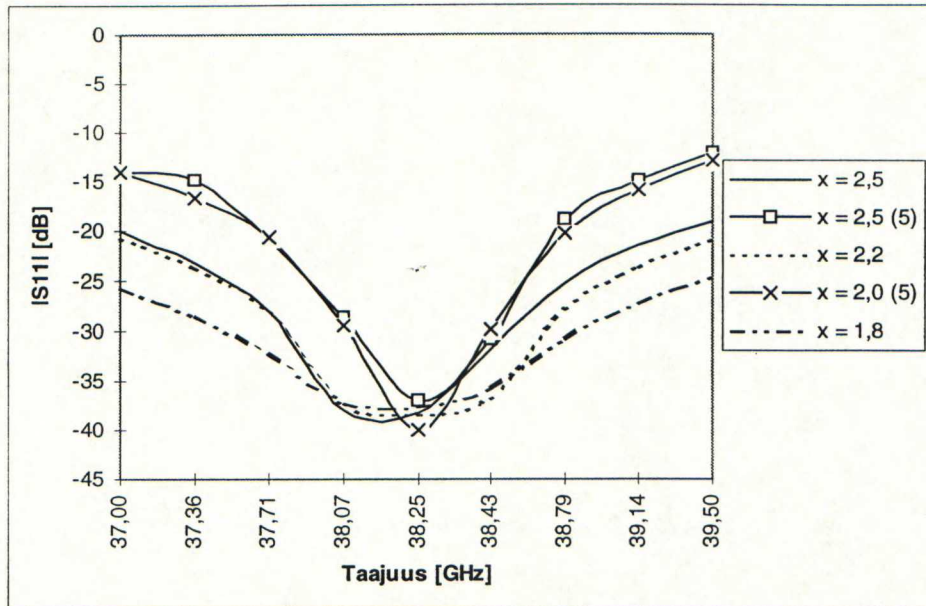
T-liitos	Esteen koko [mm]	Esteen paikka l [mm]
X=2,5	r = 0,5 , h = 0,65	3,6
X=2,5 ¹	r = 0,5 , h = 0,70	4,3
X=2,2	r = 0,5 , h = 0,60	3,5
X=2,0 ²	r = 0,5 , h = 0,65	4,4
X=1,8	r = 0,5 , h = 0,50	3,4

Kuten taperointisuunnittelun yhteydessä selviää, käytetään viimeisessä tehonjaossa tehonjakajia X=2,0 ja X=2,5, joten näille on valittu parhaan sovituksen antavien tappien koot ja paikat.

Sovitus on optimoitu taajuuskaistan keskitaajuudelle, joten muilla taajuuksilla sovitusta on huonompi. Kuvassa 4.15 on esitetty simuloitu heijastuskerroin taulukossa 4.2 mitoitetuille jakajille.

¹ Tasajaolla toteutettu 5-portti.

² Jakosuhteella 37,5% – 62,5% toteutettu 5-portti.

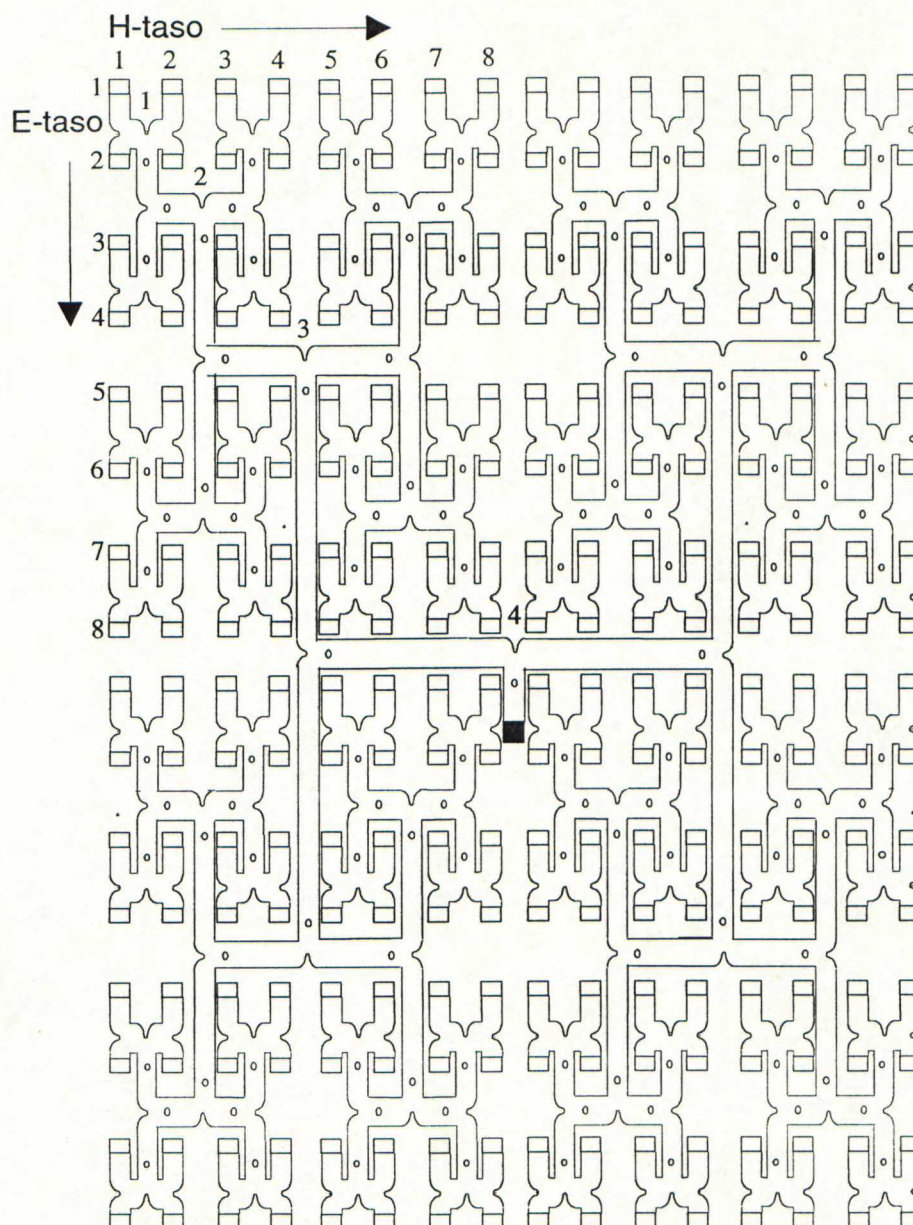


Kuva 4.15. Simuloitu heijastuskerroin taajuuden funktiona.

Simulointituloksista nähdään, että sovitus pysyy asetetun tavoitteen -20 dB:n alapuolella koko taajuuskaistalla lukuun ottamatta viimeistä tehonjakoa, missä tappisovitusta ei voida tehdä kaikille T-liitoksille tilanpuutteen vuoksi. Koska 5-portissa jää kaksi T-liitosta sovittamatta on näiden kappaleiden sovitus huonompi kuin muiden jakajien.

4.1.9 Syöttöverkon rakenne

Syöttöverkko rakennetaan sijoittamalla sopivia tehonjakajia oikealla tavalla siten, että saadaan haluttu amplitudijakauma antennien elementeille. Antennin apertuurin amplitudijakauman suunnittelu on selvitetty tarkemmin viitteessä [38]. Tässä on esitetty syöttöverkkorakenne, jolla saadaan tasaisesti valaistu apertuuri E-tasossa ja taperoitu H-tasossa. E-tason tasaisesti jakautunut valaisufunktio toteutetaan sijoittamalla E-tasoon pelkästään tasaisesti tehoa jakavia T-liitoksia. H-tasossa on käytettävä epätasaista tehonjakoa. Tällaisten tehonjakajien ominaisuudet on esitetty taulukossa 4.2. Sijoittamalla T-liitokset viitteessä [38] esitetyn suunnittelun mukaisesti ja kompensoimalla syntynyt vaihevirhe siirtämällä syöttökohta sivusuunnassa H-tasossa taulukon 4.2 mukaisesti saadaan kuvassa 4.16 esitetty syöttöverkko. Elementtimäärä on 16×16 .



Kuva 4.16. Syöttöverkon rakenne.

Valkoiset suorakulmiot ovat paperista ylöspäin suuntautuneita säteilyaukkoja (torvien syöttöaukot), mitoiltaan $5,0 \text{ mm} \times 3,56 \text{ mm}$. Musta suorakulmio on paperin tasosta alaspäin suuntautunut antennin syöttöaukko. Syöttöverkossa on elementtien välinen etäisyys $18,2 \text{ mm}$ (noin $2,3\lambda$) E-tason suunnassa ja $13,6 \text{ mm}$ H-tason suunnassa. Tämä johtuu aaltoputken leveydestä ja aaltojohtojen välillä tarvittavista seinistä.

4.1.10 Syöttöverkon sovitus

Linkkiantennin heijastuskertoimelle on asetettu tavoitteeksi saavuttaa koko käyttötaajuusalueella $37 - 39,5 \text{ GHz}$ pienempi arvo kuin -20 dB . Tämä tarkoittaa, että on pyrittävä suunnittelemaan kaikki komponentit siten, että yhdenkään osan heijastuskerroin ei ole tätä arvoa suurempi.

Syöttöverkossa syntyy jokaisen T-liitoksen tai muun epäjatkuvuuden kohdalla heijastuksia. Syöttöverkossa syntyy suuri määrä heijastuksia, koska T-liitoksia on kaikkiaan 255 kpl, mutkia 65 kpl ja laatikkotorvia 64 kpl. Näiden kaikkien yhteisvaikutus johtaa lopulta jonkinlaiseen antennin heijastuskertoimeen. Mikä tämä heijastuskerroin on

koko käyttötaajuusalueella, on vaikea laskea, sillä heijastuskertoimien vaihe on ratkaiseva. Heijastukset voivat kumota toisensa, jos vaiheet ovat vastakkaisvaiheiset. Toisaalta kasvaa heijastunut signaali, mikäli heijastuneet aallot ovat samassa vaiheessa.

Koska syöttöverkossa syntyvien heijastuksien määrä on suuri, on todennäköistä, että todellinen heijastunut teho on suurin piirtein näiden ääri vaihtoehtojen välillä.

4.2 Säteilijäelementin suunnittelu

Suorakulmaisessa WR-28-syöttöaaltoputkessa etenevän aallon polarisaatio on E-tason suuntainen ja lineaarinen [28]. Koska syöttöverkossa käytetään aaltoputkea, on luonnollista käyttää putken avointa päätä säteilyelementtinä. Putken säteilyominaisuuksia voidaan parantaa laajentamalla putken aukkoa sekä E- että H-tasoissa. Näin saadaan torvi, jonka säteilyominaisuudet ovat paremmat kuin avoimella aaltoputken päällä.

Torven aukon koon rajoittavana tekijänä on elementtien välinen etäisyys. Kuten syöttöverkon suunnittelussa on käynyt ilmi, on elementtien välinen etäisyys geometrisista syistä E-tasossa 18,2 mm ja H-tasossa 13,6 mm. Näin ollen, kun torvet ovat tiiviisti vierekkäin ylimääraisten sivukeilojen välttämiseksi, on suurin mahdollinen apertuurikoko 18,2 mm × 13,6 mm.

Tärkeitä tekijöitä elementin suunnittelussa ovat sovitin, vahvistus ja suuntakuvio. Tässä pyritään kuitenkin ensisijaisesti mahdollisimman lyhyeen ja yksinkertaiseen torviratkaisuun, koska hyvät valmistusominaisuudet ovat lopullisen ratkaisun kannalta toivottavia.

4.2.1 Vaatimukset E-tasossa

Elementit syötetään suorakulmaisesta aaltoputkesta. Aaltoputkessa kenttä on tasaisesti jakautunut E-tason suunnassa. Kun elementit asetetaan vierekkäin saadaan tasaisesti valaistu apertuuri, kunhan elementit ovat tiiviisti vierekkäin, eikä elementtien apertuureissa esiinny vaihevirheitä.

Tasaisesti valaistulla suurella apertuurilla on monta pientä sivukeilaa, mutta suuria sivukeiloja ei esiinny missään suunnassa. Näin ollen tasaisesti valaistu apertuuri täyttää annetut suuntakuviovaatimukset, kunhan se on riittävän suuri aallonpituuksissa.

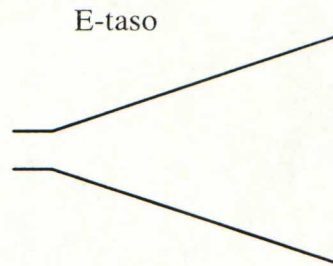
Elementin suunnittelussa suuntakuvion osalta riittää, kun pidetään kenttä samanlaisena kuin se on itse syöttöverkossa mutta laajemmalla alueella. Syöttöverkon aukot ovat poikkipinta-alaltaan pienet, jolloin vahvistus on heikko. Syöttöverkon aukkoja tulee suurentaa, jotta yksittäisen elementin vahvistus ei jäisi pieneksi ja samalla koko antenniryhmän vahvistus. Suurennus tulee kuitenkin toteuttaa aiheuttamatta vaihevirhettä säteilijäelementin apertuurikentälle.

4.2.2 Elementin E-tason mitoitus

Suurin mahdollinen apertuurikoko E-tason suunnassa on 18,2 mm. Tavoitteena on koko antennin alueella tasainen kenttäjakauma, jolloin elementit tulisi sijoittaa mahdollisimman lähelle toisiaan. Mikäli elementtien välille jää tilaa näkyvät tällaiset heti antennin suuntakuviossa sivukeiloina.

E-tason torvella laajennetaan syöttöputkessa oleva tasainen kenttäjakauma suuremmalle pinta-alalle. Tässä tapauksessa on apertuurikoko tiedossa, jolloin säteilijäelementin suunnittelu on suoraviivaista.

Säteilijäelementin mittojen suunnittelu E-tasossa on esitetty yksityiskohtaisesti viitteessä [38].



Kuva 4.17. Säteilijäelementin E-tason poikkileikkaus.

Kuvassa 4.17 on esitetty säteilijäelementin poikkileikkaus E-tasossa.

4.2.3 Vaatimukset H-tasossa

H-tasossa on elementtiväli 13,6 mm. Tämä on suurempi kuin vapaan tilan aallonpituus, jolloin yksittäiset säteilijäelementit voivat vahvistaa toistensa signaaleja useammassa kuin yhdessä suunnassa. Ryhmäkertoimen suuntakuviolla on sivukeila suunnassa $35,2^\circ$ pääkeilasta, joten säteilijäelementillä itsellään pitää olla nollakohta samaan suuntaan sivukeilojen välttämiseksi.

Tasaisella kenttäjakaumalla apertuurissa saadaan kapein pääkeila ja siten nollakohta mahdollisimman lähellä pääkeilaa kuten aikaisemmissa kappaleissa on todettu. H-tasossa on kenttäjakauma kuitenkin kosinijakautunut, jolloin suuntaavuus on huonompi. Apertuurimitalle 13,6 mm ja taajuudella 38,25 GHz tämä nollakohta sijaitsee kulmassa $59,8^\circ$ pääkeilasta. Koska tämä nollakohta ei ole riittävän lähellä pääkeilaa verrattuna antennin ryhmäkertoimen sivukeilakulmaan, on apertuurikokoa suurennettava tai säteilijäelementin suuntaavuutta parannettava muulla tavalla.

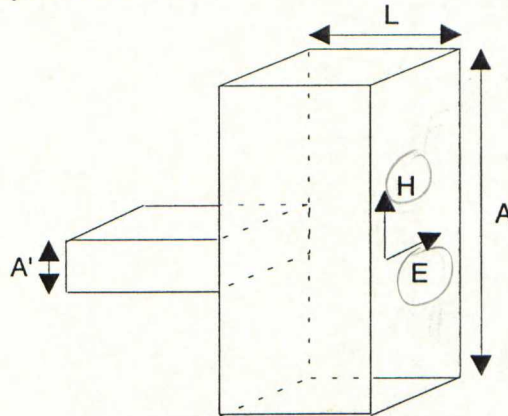
Apertuurin kokoa kasvattamalla vaikutetaan samalla ryhmäkertoimeen, koska elementtiväli kasvaa. Kun elementtiväli kasvaa, siirtyvät sivukeilat lähemmäksi pääkeilaa, mutta samalla sivukeilojen lukumäärä kasvaa. Tällöin tulee säteilijäelementillä olla useampi kuin yksi nollakohta säteilykuviossa, mikä saavutetaan apertuuria kasvattamalla, ja ollaan samassa tilanteessa kuin aikaisemmin.

Elementin suuntaavuutta voidaan parantaa apertuurin kenttää muokkaamalla. Kirjallisuudessa esiintyy erilaisia esimerkkejä esteistä, joita käytetään apertuurikentän tasoittamiseen [5]. Tavallisesti käytetään kuitenkin linsskejä kentän muokkaamiseen. Ongelmana on tällaisten pienten linssien valmistaminen, koska ne ovat herkkiä valmistusvirheille. Kaikki ylimääräiset osat maksavat ja aiheuttavat lisäkustannuksia. Apertuurikentän muokkaamiseksi on linssi sijoitettava apertuuriin, jolloin sen aiheuttamat heijastukset näkyvät koko antenniryhmän sovituksessa. Toisaalta voidaan linssi sovittaa lisäämällä linssin pintaan sovituskerros. Sovituskerros voidaan tehdä esim. $\lambda/4:n$ paksuisesta materiaalista, jonka permittiivisyys on $\sqrt{\epsilon_r}$. Tässä ϵ_r on linssimateriaalin suhteellinen permittiivisyys. Tällaisten kaikkia vaatimuksia täyttävien materiaalien löytäminen on vaikeaa, varsinkin kun niiden tulee olla edullisia ja helposti työstettävissä. Tästä syystä on pyritty löytämään jokin muu keino kuin korjaamien käyttö apertuurissa säteilijäelementin suuntaavuuden parantamiseen. Jäljelle jää apertuurikentän muokkaaminen säteilijäelementin rakennetta muuttamalla.

4.2.4 Laatikkotorvi

Laatikkotorvi (box horn) on torviantennirakenne, jonka suuntaavuus H-tasossa on suurempi kuin tavallisella torvella, jonka apertuuri on samankokoinen [5]. Torvi suunnitellaan siten, että synnytetään kolmas harmoninen aaltomuoto, jonka vaihe eroaa 180 astetta perusmuodon vaiheesta antennin apertuurissa. Tämä korkeampi aaltomuoto muuttaa apertuurin kenttäjakaumaa kosinityyppisestä enemmän tasaista jakaumaa tai kahta kosinijakaumaa muistuttavaksi.

Laatikkotorvi ei ole varsinainen aito torviantenni, koska siitä puuttuu laajeneva syöttöputki, jota käytetään korkeampien aaltomuotojen suodattamiseen. Laatikkotorven tärkeimmät piirteet on esitetty kuvassa 4.18.



Kuva 4.18. Laatikkotorvi.

Torvi koostuu ensisijaisesti suorakulmaisesta aaltoputkipalasta, jonka pituus on L . Tätä osaa kutsutaan laatikoksi, jonka mitta H-tasossa on A . A :n on oltava niin suuri, että korkeammat aaltomuodot TE_{n0} , n :n arvoilla nollasta kolmeen, pystyvät etenemään. Torvi on avoin toisesta päästä ja syötetään suorakulmaisesta aaltoputkesta toisesta päästä. Syöttö voidaan myös tehdä H-tason torven avulla. H-tason torven apertuuri on A' ja se on sijoitettu laatikon keskiviivalle, jotta se synnyttäisi ainoastaan ne aaltomuodot, joilla on nollasta poikkeava amplitudi keskellä aukkoa, ts. TE_{10} - ja TE_{30} -muodot. Näiden aaltomuotojen amplitudien suhde riippuu H-torven aukon ja laatikon aukon mittojen suhteesta A'/A .

Aaltomuotojen TE_{10} ja TE_{30} etenemisnopeudet ovat eri suuret, joten valitsemalla laatikon pituus L sopivasti voidaan niiden suhteellinen vaihe-ero säteilijäapertuurissa säätää halutuksi.

Lisäämällä avauskulma E-tasossa saadaan laatikkotorvi toimimaan E-torven tapaan E-tasossa.

Laatikossa olevia kenttiä voidaan kuvata superpositiomenetelmällä kahden liitoksessa synnytetyn muodon summana. Jättämällä ei-etenevät muodot huomioon ottamatta saadaan [5]

$$E_y(x, z) \approx a_1 \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) e^{-j\beta_{10}z} + a_3 \cos\left(\frac{3\pi x}{A}\right) e^{-j\beta_{30}z}. \quad (4.7)$$

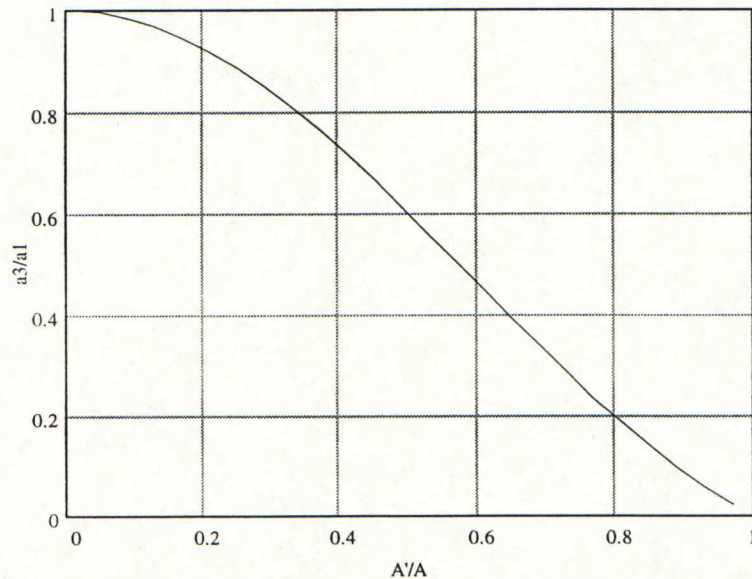
Tässä a_1 on TE_{10} -muodon amplitudi ja a_3 on TE_{30} -muodon. Liitos H-tason torven ja laatikon välillä on tasossa $z = 0$. Lisäksi on oletettu, että yhteisellä pinnalla on pienemmän aaltojohdon perusaaltomuoto, joka on

$$\begin{aligned}
 E_y(x,0) &= \cos\left(\frac{\pi x}{A'}\right), \quad |x| \leq \frac{A'}{2} \\
 E_y(x,0) &= 0, \quad \frac{A'}{2} < |x| < \frac{A}{2}.
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

Näiden yhtälöiden (4.7) ja (4.8) avulla voidaan laskea amplitudien a_1 ja a_3 suhde. Tulokseksi saadaan

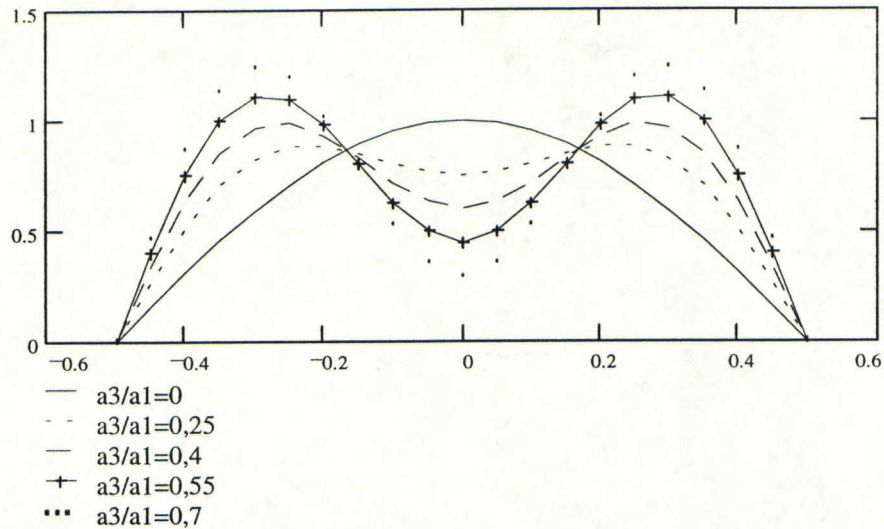
$$\frac{a_3}{a_1} = \frac{\int_{-\frac{A'}{2}}^{\frac{A'}{2}} \cos\left(\frac{\pi x}{A'}\right) \cos\left(\frac{3\pi x}{A}\right) dx}{\int_{-\frac{A'}{2}}^{\frac{A'}{2}} \cos\left(\frac{\pi x}{A'}\right) \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) dx}.
 \tag{4.9}$$

Kuvassa 4.19 on esitetty amplitudien suhteen a_3/a_1 riippuvuus aukkojen suhteesta A'/A .



Kuva 4.19. Amplitudien a_3 ja a_1 suhde askelkorkeuden A'/A funktiona.

Amplitudien suhteeksi voitaisiin saada melkein yksi, mikäli olisi mahdollista tehdä suhteesta A'/A erittäin pieni. Alaraja aukkojen suhteelle A'/A määräytyy syöttöjohdon katkوتاajuudesta $A' = 0,5\lambda$, joten suurin mahdollinen saavutettavissa oleva suhde a_3/a_1 on 0,93. Paljon pienemmät amplitudien suhteen arvot ovat toivottavia, mikäli halutaan tasaista jakaumaa muistuttava apertuurikenttä. Kuvassa 4.20 on piirretty apertuurin amplitudijakauma a_3/a_1 -arvoilla 0...0,7.



Kuva 4.20. Apertuurin kenttäjakauma eri a_3/a_1 -suhteilla.

Kuvassa 4.20 on oletettu, että laatikon pituus on valittu siten, että kahden etenevän muodon vaihe-ero kohdassa $z = L$ on 180 astetta. Havaitaan, että amplitudien suhteella 0,35 saadaan suhteellisen hyvä approksimaatio tasaiselle valaisufunktiolle ja arvolla 0,55 kahdelle kosinijakaumalle.

Aaltomuodot ovat samassa vaiheessa kohdassa $z = 0$. Aaltomuodon etenemiskerroin β riippuu ympäröivän aaltoputken mitoista. Erilaisilla aaltomuodoilla on eri suuret etenemiskertoimet, joten tietyn matkan jälkeen on aaltomuodoilla tietty vaihe-ero. Tässä tapauksessa halutaan vaihe-eroksi $180^\circ (= \pi \text{ [rad]})$. Laatikon pituus L saadaan tällöin seuraavasta ehdosta

$$\pi = (\beta_1 - \beta_3)L, \quad (4.10)$$

missä

$$\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda} \left[1 - \left(\frac{\lambda}{2A} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\beta_3 = \frac{2\pi}{\lambda} \left[1 - \left(\frac{3\lambda}{2A} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Aukkojen suhde A'/A voi vaihdella laajemmin, jos käytetään syöttöjohtona suorakulmaisen aaltoputken sijaan H-tason torvea. Tällöin syntyy kuitenkin torvessa esiintyvien sylinterimuotoisten aaltojen takia vaihevirhettä laatikon ja H-tason torven liitoksessa. Tätä vaihevirhettä ei ole otettu huomioon kaavassa (4.9) eikä sitä useinkaan oteta huomioon torvien suunnittelussa. Olemassa olevien mittausten perusteella on vaikea arvioida vaihevirheen vaikutusta laatikkotorven toimintaan [5]. Yleisesti ottaen on havaittu, että tasoaaltopinnan korvaaminen sylinteriaaltopinnalla on tuskin havaittavissa, kun vaihe-ero aukon reunalla ja sen keskellä on pienempi kuin $\pi/4$. Esitettyä A' :n ja avauskulman ψ funktiona saadaan

$$A' \sin \psi \leq \frac{\lambda_g}{2}. \quad (4.11)$$

Ero laatikkotorven ja tasaisesti avautuvan torven välillä on suurimmillaan, kun apertuurin koko on pieni. Tämä johtuu TE_{30} -muodon katkootaajuudesta, sillä kun ollaan lähellä katkootaajuutta eli kun aukko on pieni, L on pieni, koska $(\beta_1 - \beta_3)$ on likimäärin β_1 .

4.2.5 Elementin mitoitus H-tasossa

Aivan kuten E-tasossa määräytyy H-tasossakin elementin suurin apertuurikoko syöttöverkon mitoista. Apertuurin maksimimita H-tasossa on 13,6 mm. Elementit tulee sijoittaa tiiviisti vierekkäin, jotta saadaan mahdollisimman suuri valaistu apertuuri. Suuremmalla apertuurilla saadaan suurempi vahvistus hyötysuhteen pysyessä samana.

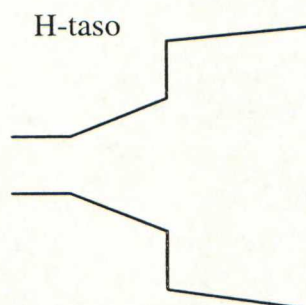
Laatikkotorven suuntakuvion nollakohdan kulma voidaan säätää muuttamalla torvessa etenevien aaltomuotojen suhteellisia amplitudeja. Tässä tapauksessa, kun elementtiväli on 13,6 mm, on ryhmäkertoimella taajuudella 38,25 GHz sivukeila suunnassa $35,2^\circ$ pääkeilasta (kaava 2.21). Koko antenniryhmälläkin on sivukeila tässä suunnassa, ellei yksittäisen säteilijäelementin suuntakuviossa ole nollakohtaa täsmälleen samassa suunnassa.

Laatikkotorven mittojen suunnittelu on esitetty viitteessä [38]. Valitsemalla mitat samalla tavalla kuin [38]:ssa esitetään saadaan nollakohta suuntaan $35,2^\circ$. Tällöin ei synny sivukeilaa antennin suuntakuviossa vapaan tilan aallonpituutta suuremmasta elementtivälisestä huolimatta.

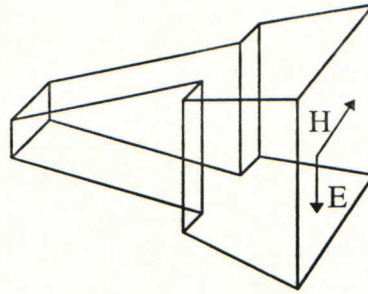
Koska elementit sijoitetaan tiiviisti vierekkäin, tulee leveämmän osan seinät olla laajenevat valmistuksen helpottamiseksi ja rakenteen tukevoittamiseksi. Valmistuksen kannalta tulee väliseinien olla mahdollisimman leveät, mutta laajennusta ei kuitenkaan voida tehdä täysin vapaasti, koska laatikkotorven toisessa osassa on TE_{30} -aaltomuodon voitava edetä. Tämäkin mitta valitaan samalla tavalla kuin viitteessä [38] esitetään.

Askeleen jälkeen torvi avautuu loivasti H-tasossa. Tällaisessa torvessa, missä H-tason mitta ei ole vakio, muuttuu aallon etenemiskerroin matkan aikana. Tällöin on yhtälöä (4.10) integroitava laatikon L pituuden yli matkan x suhteen sen sijaan, että kerrotaan pituudella L . Etenemiskertoimet β_1 ja β_3 ovat yhtälön (4.10) yhteydessä annetut funktiot, sillä muutoksella, että A on funktio matkasta x . Sijoittamalla funktiot yhtälöön (4.10) ja ratkaistamalla numeerisesti saadaan laatikon pituus. Mitoitus on kuvattu viitteessä [38].

Loput mitat H-tasossa, kuten kokonaispituus, saadaan yhteydestä E-tason mittojen kanssa ja soveltamalla tunnettuja geometrisia kaavoja. Suunniteltu säteilijäelementti on esitetty kuvassa 4.22.

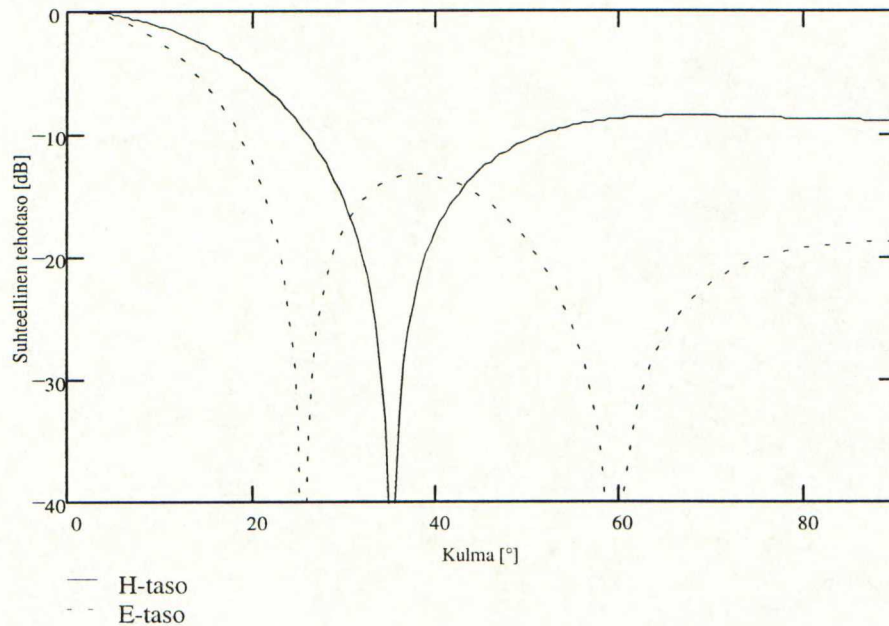


Kuva 4.21. Säteilijäelementin H-tason poikkileikkaus.



Kuva 4.22. Säteilijäelementin rakenne.

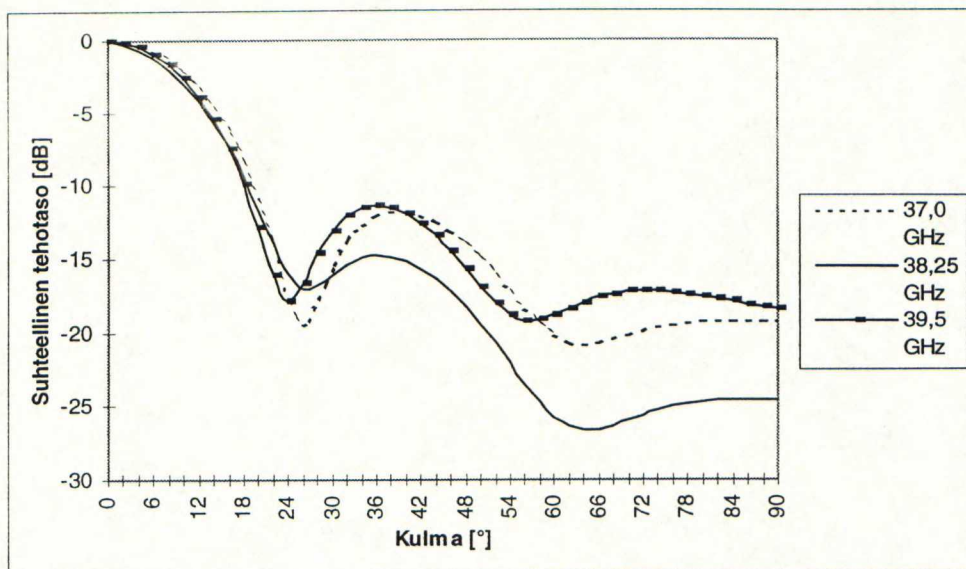
Säteilijäelementin suuntakuviot on laskettu kaavan (2.5) avulla olettamalla E-tasossa tasainen kenttäjakauma ja H-tasossa kahdesta kosinifunktiosta koostuva, yhtälön (4.7) mukainen, kenttäjakauma. Lasketut suuntakuviot on esitetty kuvassa 4.23.



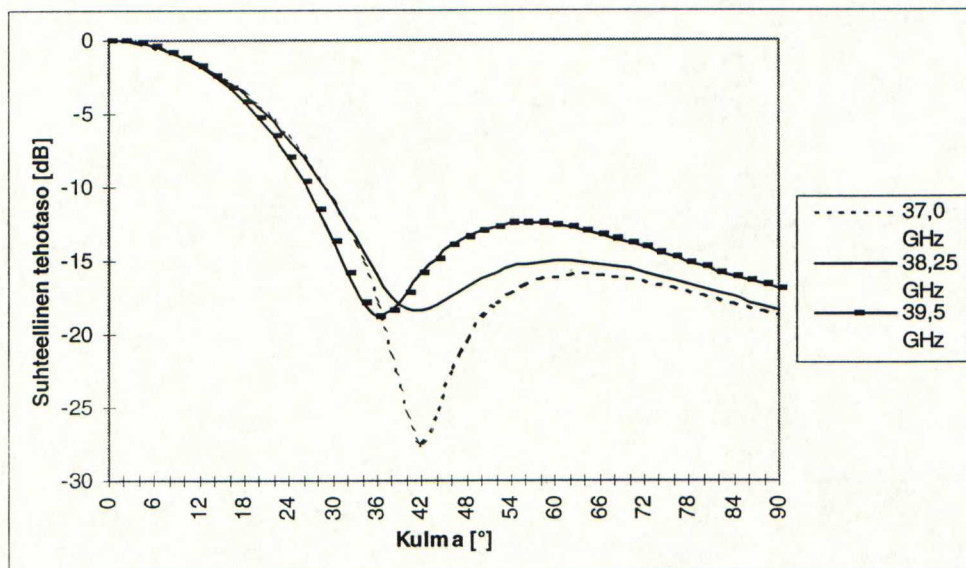
Kuva 4.23. Säteilijäelementin lasketut suuntakuviot.

4.3 Säteilijäelementin simulointi

Suunnitellun säteilijäelementin toiminta on simuloitu HFSS-ohjelman avulla. HFSS-ohjelman uusimmassa versiossa on toiminto, jonka avulla on mahdollista laskea apertuurin kaukokenttä apertuurissa vallitsevan lasketun kentän perusteella. Tällainen laskenta vaatii kuitenkin suuria määriä muistia ja levytilaa, joten ainoastaan aallonpituuksissa pienten kappaleitten kentät voidaan laskea. Tulokset on esitetty seuraavissa kuvissa.

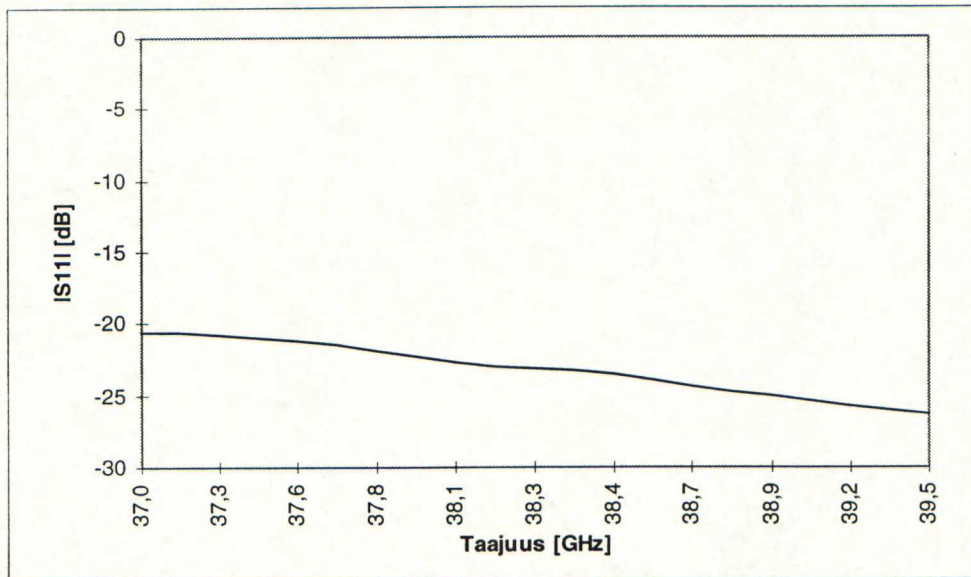


Kuva 4.24. Säteilijäelementin E-tason simuloidut suuntakuviot.



Kuva 4.25. Säteilijäelementin H-tason simuloidut suuntakuviot.

Simulointituloksista voidaan nähdä, että elementti toimii halutulla tavalla ja sen sovitin on käyttötaajuuskaistalla hyvä.



Kuva 4.26. Säteilijäelementin sovitus taajuuden funktiona.

4.4 Elementtien lukumäärä

Antenniryhmä koostuu moduleista ja näitä moduleita voidaan lisätä, kunnes lisäelementtien tuoma hyöty (esim. vahvistuksen kasvu) kumoutuu syöttöverkossa kasvaneiden häviöiden takia. Antennin koko kasvaa myös nopeasti, kun elementtien lukumäärää lisätään. Kun yhden elementin vahvistus tunnetaan, voidaan edellä esitettyjä kaavoja käyttäen arvioida tarvittava elementtimäärä. Elementtien määrään vaikuttaa myös suuntakuiovaatimukset, ja mikäli tällä määrällä ei haluttua suuntakuviota saavuteta, on elementtejä lisättävä.

Torviantennien apertuurihyötysuhde on noin 0,5 [6]. Tällöin yhden elementin vahvistus on noin (kaava (2.3)) 15 dB. Kaavan (4.2) avulla saadaan arvio vaadittavasta elementtimäärästä, kun oletetaan yhteenlasketuksi vaimennukseksi syöttöverkossa noin 1 dB. Elementtimäärällä 256 saavutetaan noin 38 dBi:n tavoitevahvistus.

Syöttöverkon rakenteen takia on elementtejä oltava jokin lukumäärä 2^n , missä n on kokonaisluku. Mahdollisia elementtimääriä ovat siis 1, 2, 4, 8, 16, 128, 256,..., jne.

Suuntakuvion edellyttämä elementtimäärä selviää seuraavissa kappaleissa lasketuista suuntakuvioista, mutta vahvistuksen vaatima elementtimäärä on suurempi, joten se on määräävä.

4.5 Apertuurin valaisufunktio

Käyttämällä tehonjakajia, joiden jakosuhde on eri suuri kuin yksi, vaikutetaan yksittäisen säteilijäelementin suhteelliseen amplitudiin. Näin saadaan antennin apertuurin valaisufunktio haluttuun muotoon. Tällä tavalla vaikutetaan sivukeilatasoon, joka ei saa nousta liian suureksi. Samalla kuitenkin vahvistus pienenee ja pääkeila levenee, jolloin on löydettävä sopiva kompromissi.

4.5.1 Synteesimenetelmän valinta

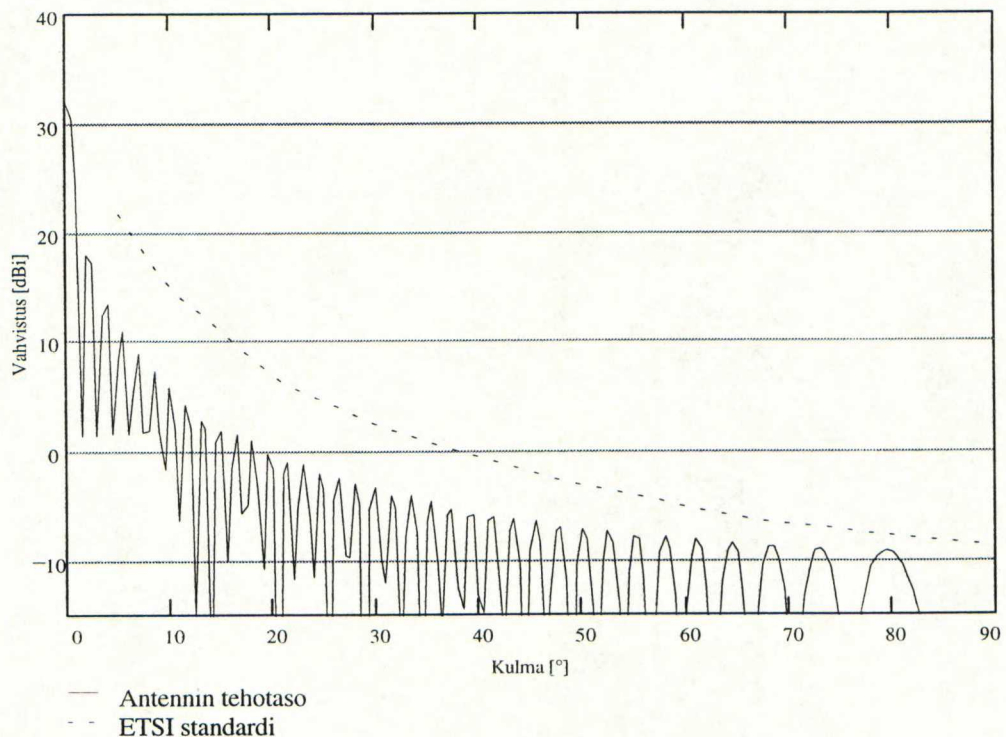
Tehon jakaminen syöttöverkossa epätasaisesti aiheuttaa väistämättä vaihe- ja amplitudivirheitä. Nämä virheet on kompensoitava, ja koska tilaa syöttöverkon rakenteen johdosta on hyvinkin rajoitetusti, on ensisijaisesti pyrittävä löytämään sellainen taperointi, jolla käytetään mahdollisimman vähän tehonjakajia, joiden jakosuhte on ykkösestä poikkeava. Lisäksi ei ole toivottavaa muuttaa elementtien suhteellista vaihetta, sillä antennin taajuusalueella keskitaajuudella aikaansaatu vaiheistus ei ole voimassa taajuuskaistan ylä- ja alareunalla.

Kuten aikaisemmista kappaleista on käynyt ilmi, vaikutetaan sivukeilatasoon taperoimalla antennin apertuurin valaisufunktio reunoille päin. Yksinkertaisin taperointifunktio on lineaarinen taperointi. Lineaarista taperointia voidaan soveltaa myös pelkästään antennin reunoille, jolloin antennin keskiosassa jaetaan teho tasaisesti elementtien välillä. Kun mahdollisimman suuri osa antennin apertuurissa on tasaisesti valaistu, on taperointi toteutettavissa pienellä määrällä T-liitoksia, jotka jakavat tehoa epätasaisesti. Tarkka taperointi on selvitetty viitteessä [38].

4.5.2 Elementtien suhteelliset amplitudit

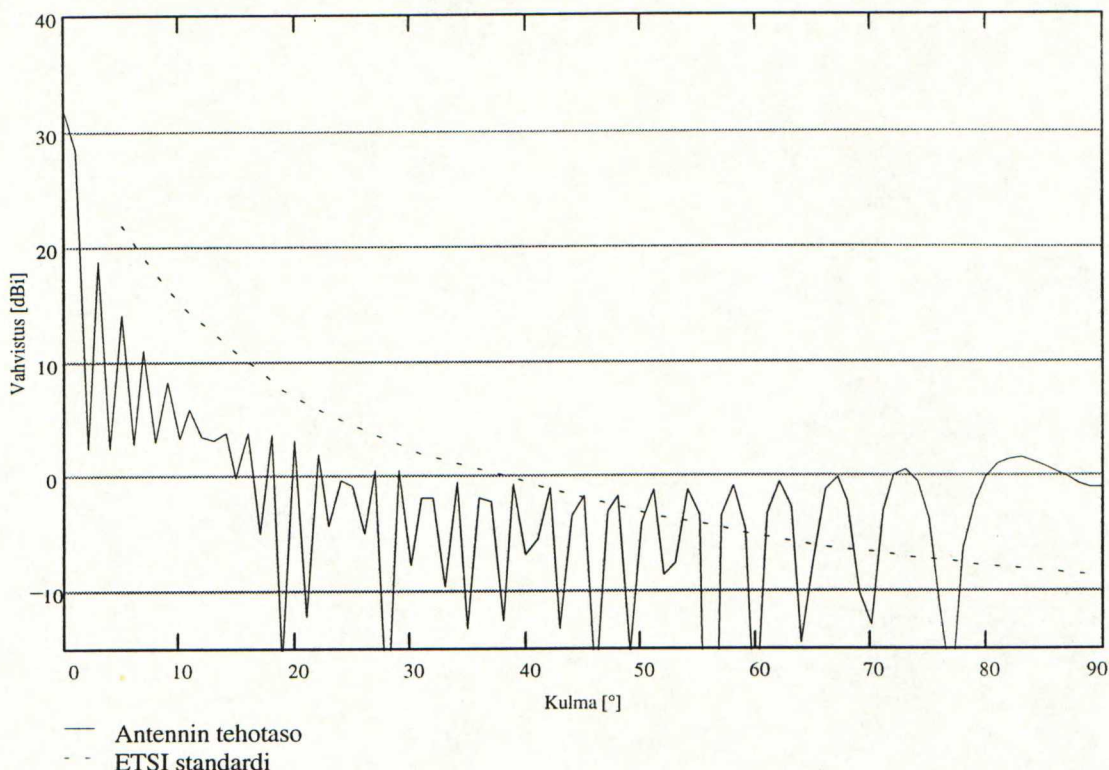
Elementtien suhteelliset amplitudit määritetään laskemalla eri taperoinneilla antenniryhmän suuntakuviota. Koska taperointi pienentää vahvistusta ja leventää pääkeilan leveyttä, yritetään pitää valaisufunktiota mahdollisimman lähellä tasaisesti valaistua apertuuria. Syöttöverkossakaan ei ole tilaa suurille vaihekompensoatioille, joten on pyrittävä pitämään antennin valaisufunktio mahdollisimman lähellä tasaisesti valaistua apertuuria.

Antenniryhmän suuntakuvio E-tasossa näyttää seuraavalta (kuva 4.26), kun elementtimäärä E-tasossa on 16 ja elementit syötetään tasaisesti.



Kuva 4.27. 16-elementtisen laatikkotorvista rakennetun lineaarisen antenniryhmän suuntakuviokuva E-tasossa.

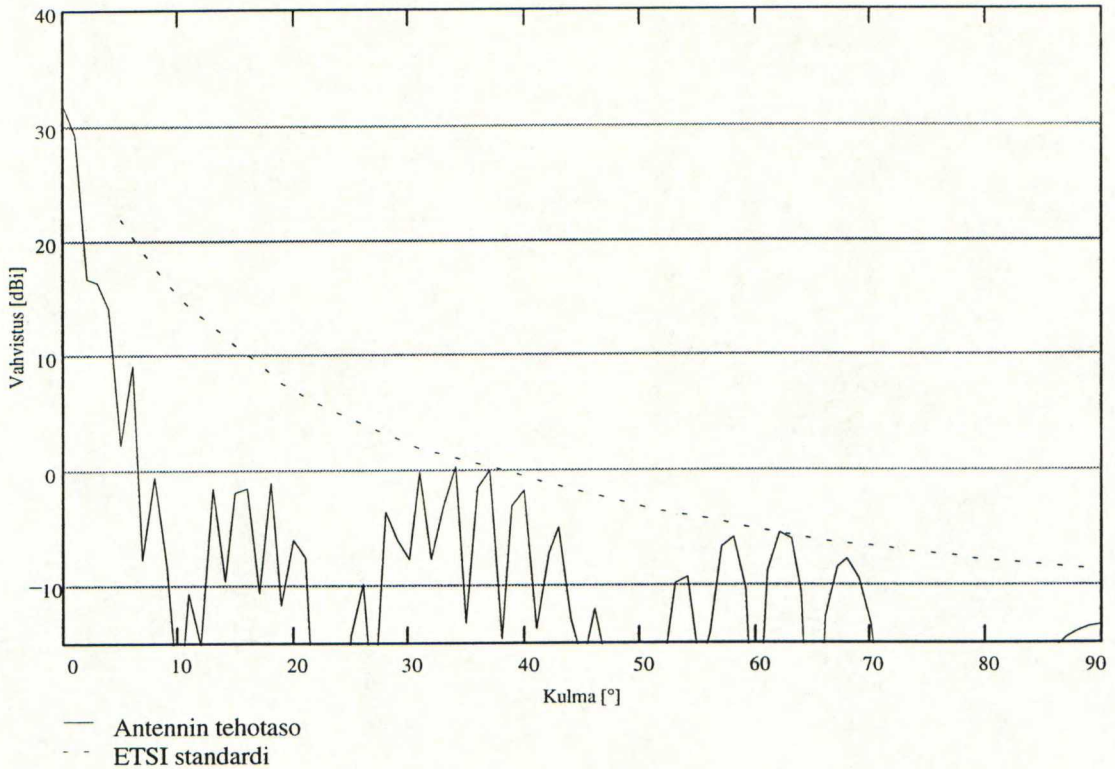
H-tasossa on myös 16 elementtiä ja suuntakuvio H-tasossa on seuraavan näköinen.



Kuva 4.28. 16-elementtisen laatikkotorvista rakennetun lineaarisen antenniryhmän suuntakuvio H-tasossa.

Suuntakuvioita on verrattu ETSI-standardin määrittelemään maksimisäteilytehotasoon kulman funktiona. Kuvista 4.27 ja 4.28 voidaan nähdä, että E-tasossa täyttyy standardin asettamat vaatimukset, mutta H-tasossa esiintyy suuremmilla atsimuuttikulmilla liian suuria säteilytehotasoja. Tällöin on taperoitava apertuurin tehotasoa H-tasossa, kun E-tasossa voidaan säilyttää tasainen syöttö.

Taperoinnin suunnittelu on kuvattu viitteessä [38]. Viitteessä [38] esitetyllä taperoinnilla saadaan kuvassa 4.29 esitetty suuntakuvio. Tällaisella taperoinnilla täyttyy H-tasossa standardin asettamat vaatimukset.



Kuva 4.29. 16-elementtisen laatikkotorvista rakennetun taperoidun lineaarisen antenniryhmän suuntakuvi H-tasossa.

4.6 Radomi

Antennia on suojattava ulkoisten tekijöiden vaikutuksilta. Antenni on tarkoitettu sijoitettavaksi ulkotiloihin, jolloin se joutuu sään armoille. Antenniin ei saa tulla pölyä tai kosteutta, joka vaikuttaa sen toimintaan. Antennin apertuuri on siksi katettava suojuksella, jota kutsutaan radomiksi. Radomin ominaisuudet on valittava siten, että se vaikuttaa mahdollisimman vähän antennin toimintaan ja samalla täyttää sille annetut tehtävät.

4.6.1 Radomin paksuus

Radomin materiaalilla on ilman permittiivisyydestä poikkeava arvo. Etenevän aallon kohdatessa pinnan, jonka suhteellinen permittiivisyys ϵ_r on eri suuri kuin yksi, osa tehosta heijastuu takaisin tulosuuntaan. Radomi voi koostua useammasta kerroksesta, mutta yksinkertaisin vaihtoehto on yksi homogeeninen levy.

Aallon kohdatessa radomin pinnan osa tehosta heijastuu takaisin. Läpäissyt osuus jatkaa etenemistä radomissa ja törmätessään seuraavaan rajapintaan radomin ja ilman välillä heijastuu taas osa tehosta takaisin. Valitsemalla radomin paksuus siten, että ensimmäisen ja toisen heijastuksen aiheuttamat signaalit ovat radomin ulkopuolella vastakkaisessa vaiheessa voidaan radomi sovittaa anteeniin. Tällöin radomi ei vaikuta antennin säteilyyn merkittävästi. Sovitusehto on [5]

$$s = \frac{n\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (4.12)$$

missä s on radomin paksuus, λ_0 aallonpituus vapaassa tilassa ja ϵ_r radomimateriaalin suhteellinen permittiivisyys. Kun tämä ehto toteutuu, kokonaisheijastus on nolla ja rajapinta on sovitettu antenniin.

4.6.2 Materiaalin valinta

Antennin kokonaispaino on pidettävä alhaisena. Tällä hetkellä on käytössä linkkiantennien radomeina ohutta muovikalvoa. Tämä materiaali on kulutusta kestävä ja kevyttä, joten se sopii hyvin radomimateriaaliksi.

Soveltamalla kaavaa (4.12) voidaan radomin paksuus laskea. Havaitaan, että valitsemalla $n = 0$ saadaan hyvä sovitusta riippumatta kalvon ominaisuuksista. Tällöin tulee radomin olla äärettömän ohut. Kun kalvo on ohut aallonpituuteen nähden, se ei vaimenna eteneviä aaltoja, vaikka kalvolla olisikin suuri häviöllisyys.

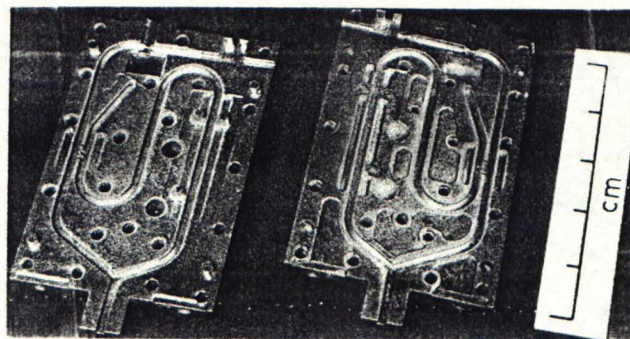
Käytössä olevan radomin paksuus on noin 0,25 mm eli aallonpituuteen verrattuna erittäin pieni. Tällöin on likimäärin voimassa yhtälö (4.12) ja radomi on sovitettu.

4.7 Valmistusmenetelmä

Linkkiantennin koekappaleet on valmistettu alumiinista jyrsimällä. Tällainen valmistusmenetelmä ei sovellu massatuotantoon. Koska antenni muodostuu kahdesta umpinaisesta kappaleesta, on valutekniikka vartenotettava vaihtoehto.

Kappaleiden pintojen tulee olla johtavia ja tasaisia toimiakseen hyvin. On olemassa valmistusmenetelmä nimeltään Polymer Injection Moulding [39], jolla pystytään valamaan kappaleita muovista. Kappaleiden pinnat saadaan johtaviksi metalloimalla kappaleet ohuella kerroksella. Tällainen valmistusmenetelmä soveltuu erittäin hyvin massatuotantoon. Antennin rakenteessakaan ei ole sellaista osaa, mikä ei olisi toteutettavissa valutekniikalla.

Polymer Injection Moulding on Philips-yrityksen alunperin CD-levyjen (Compact Disc) tuotantoon kehittämä menetelmä. Kuvassa 4.30 on esitetty 94 GHz:n tutkan



Kuva 4.30. 94 GHz:n tutkan metalloituja muovikappaleita [39].

Tällaisen rakenteen valmistuskustannusten on arvioitu olevan pienemmät kuin 100 FIM/kpl, kun valmistusnopeus on 45 sekuntia koteloä kohti. Tutkan käyttötaajuus on yli kaksi kertaa korkeampi kuin linkkiantennin, jolloin rakenteen tarkkuusvaatimukset ovat huomattavasti kovemmat kuin alhaisemmillä taajuuksilla toimivien laitteiden. Tämä menetelmä tarjoaa siis halvan ja nopean tavan valmistaa suuria määriä tässä työssä suunniteltuja linkkiantenneja.

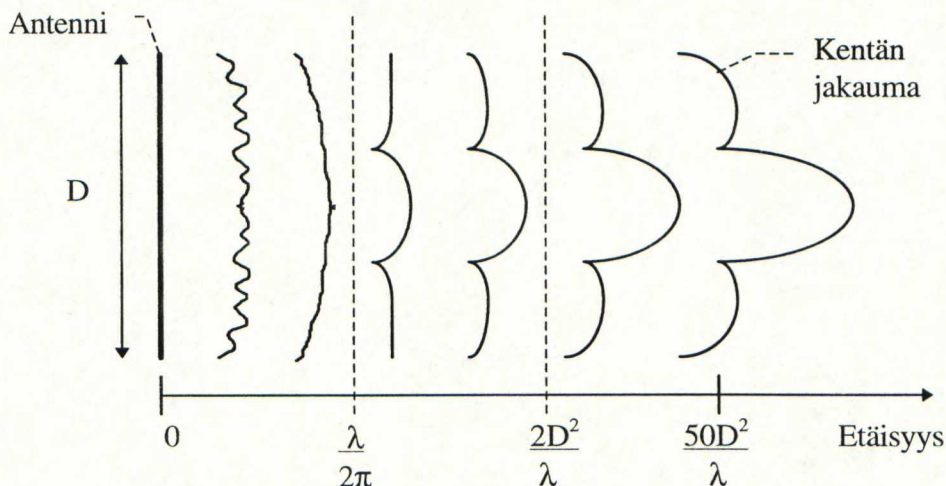
5. Antennin mittaukset

Antennin säteilemän kentän amplitudi, vaihe ja suunta ovat paikasta ja ajasta riippuvia. Antennin säteilemä alue voidaan jakaa kolmeen osaan riippuen etäisyydestä antennista. Nämä alueet ovat:

- 1) Reaktiivinen lähikenttä
- 2) Säteilevä lähikenttä
- 3) Kaukokenttä.

Reaktiivisen lähikentän alueella on reaktiivinen osa hallitseva. Reaktiivisen lähikentän rajana pidetään etäisyyttä $r \leq \lambda/2\pi$. Tämän jälkeen tulee säteilevän lähikentän alue, jossa reaktiivinen osa pienenee nopeasti ($1/r^2$) merkityksettömäksi ja säteilevän osan ominaisuudet riippuvat etäisyydestä. Rajana säteilevän lähikentän ja kaukokentän välillä pidetään etäisyyttä $r = 2D^2/\lambda$ antennista. Tässä D on antennin suurin mitta kohtisuoraan säteilysuuntaa vasten [40].

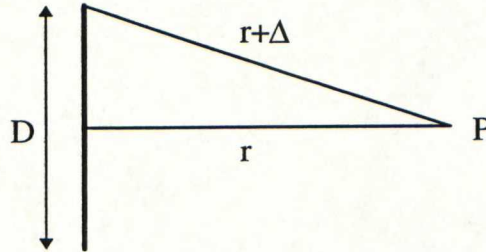
Yleensä antennit on tarkoitettu toimimaan pitkillä etäisyyksillä eli kaukokentässä, missä antennin polarisaatio, suuntakuvio ja vahvistus eivät enää riipu etäisyydestä. Tämän takia on antennin ominaisuudet mitattava kaukokenttäalueessa, missä kenttä pienenee kääntäen verrannollisesti etäisyyteen ($1/r$). Kuva 5.1 havainnollistaa tilannetta.



Kuva 5.1. Antennin säteilykuvion riippuvuus etäisyydestä.

Antennit ovat tavallisesti resiprookkisia, koska ne sisältävät harvoin epäresiprookkisia elementtejä tai materiaaleja. Tämä tarkoittaa, että antenni toimii lähetyksessä ja vastaanotossa samalla tavalla. Näin lähetinantennia voidaan mitata vastaanottoantennina ja päinvastoin.

Tarvittavalle mittausetäisyydelle saadaan arvio kuvasta 5.2.



Kuva 5.2. Geometriset riippuvuudet mittausetäisyysvaatimukselle.

Tietyllä etäisyydellä r kohtisuoraan antennin tasoa vasten pisteestä P on etäisyys antennin keskipisteeseen r ja antennin reunalle $r+\Delta$. Näiden riippuvuussuhteet selviävät kuvasta 5.2, josta trigonometristen lauseiden avulla saadaan yhtälö

$$r^2 + 2r\Delta + \Delta^2 = r^2 + \frac{D^2}{4}. \quad (5.1)$$

Olettamalla $\Delta \ll D$ ja $\Delta \ll r$ saadaan

$$r \cong \frac{D^2}{8\Delta}. \quad (5.2)$$

Minimimittausetäisyys riippuu siis antennin koosta ja suurimmasta sallitusta vaihevirheestä Δ . Kirjallisuudessa usein esiintyvä raja-arvo vaihevirheelle Δ on $\lambda/16$, mikä vastaa ehtoa

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda}. \quad (5.3)$$

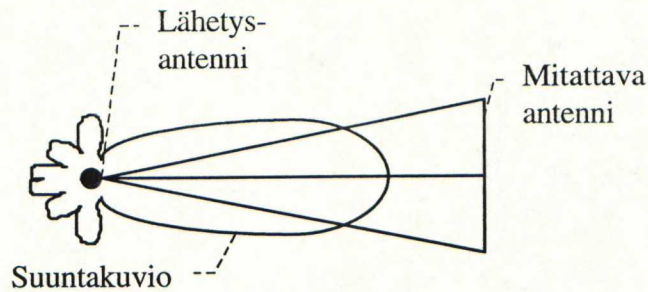
Joissakin tapauksissa voidaan suvaita suurempikin vaihevirhe kuin $\lambda/16$, mutta tarkoissa mittauksissa vaaditaan pienempää vaihevirhettä. Ankarampi vaihevirhevaatimus johtaa väistämättä suurempaan minimimittausetäisyyteen kaukokenttämittauksissa.

Vastaanottoantennin kohdalla tulee vaiheen lisäksi myös amplitudin olla tasainen pituus- ja poikittaissuunnassa. Nämä vaatimukset johtavat seuraaviin ehtoihin:

Kentän amplitudi on vakio mittausalueen pituussuunnassa 1 dB:n tarkkuudella, jos ehto

$$r \geq 10L \quad (5.4)$$

on voimassa. L on antennin mitta pituussuunnassa. Lisäksi on lähetysantennin keilanleveys valittava sopivaksi, jotta amplitudi olisi vakio poikittaissuunnassakin (vrt. kuva 5.3).

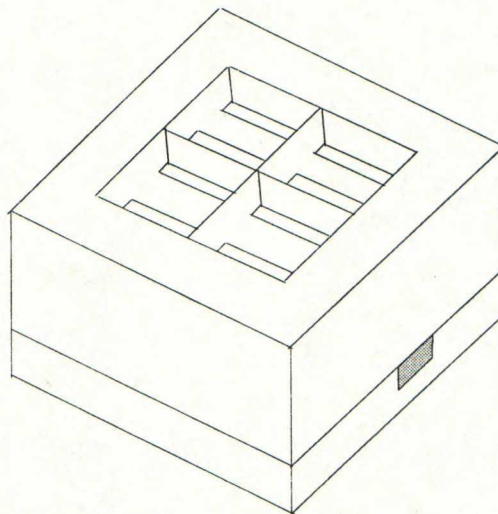


Kuva 5.3. Lähetysantennista johtuva amplitudivirhe.

Mittauspaikan ympäristöstä tulevat tai antennien välille syntyvät heijastukset saattavat vaikuttaa mittaustulokseen. Etäisyyden kasvaessa moninkertaisten heijastuksien vaikutus pienenee.

5.1 Mitattu antenni

Suunnitellussa planaarisessa linkkiantennissa on 256 elementtiä, ja se on reunoilta hieman taperoitu H-tasossa. Tällainen antenni on parhaillaan valmistettavana. Suunnittelun apuna on käytetty teorian ja simuloitujen tuloksien lisäksi mittaustuloksia rakennetuista koekappaleista. Tässä työssä esitetään 4-elementtisestä antenniryhmästä mitattuja tuloksia. Molemmissa tasoissa on siis kaksi elementtiä tiiviisti vierekkäin. Yksittäiset antennielementit ovat samanlaiset kuin 256-elementtisessä antennissa, mutta apertuurin valaisufunktio on tässä antennissa molemmissa tasoissa tasainen. Antennin säteilijäelementin mitat selviävät viitteestä [38]. Syöttöverkko-osa on rakennettu kuvan 4.14 mukaisesti, missä sovitusta on parannettu tappisovituksella. Materiaalina on käytetty alumiinia, ja antenni on valmistettu neljästä eri kappaleesta, jotka on ruuvattu yhteen.



Kuva 5.4. Mitattu 4-elementtinen laatikkotorviryhmä.

5.2 Mittauspaikka

Koska suunnitellun antennin suurin mitta on noin 40λ , tulee mittausetäisyydenkin olla suuri (vrt. kaava (5.3)). Mittausetäisyyden tulee olla niin pitkä, että vastaanottoantennin kohdalla kenttä on likimain puhdas tasoaalto, kuten kaukokentässä on. Käytännössä

tällainen tilanne on vaikea saavuttaa käytettävissä olevien mittauspaikkojen pienuuden ja ympäristön vaikutusten takia. Tämän takia on kehitetty erilaisia mittauspaikkoja ja -menetelmiä, joilla kaukokenttävaatimus ja häiriöttömyysehdot ovat voimassa.

5.2.1 Vapaan tilan mittauspaikka

Varsinaiselle 256-elementtiselle antenniryhmälle kaukokenttävaatimus on noin 22 m. Käytettävissä ei ole sellaista antennimittaushuonetta, jossa mittausetäisyys saadaan suuremmaksi kuin kaukokenttävaatimuksen asettama raja. Tästä syystä antenniryhmää on mitattava vapaassa tilassa ulkona.

5.2.2 Heijastukseton huone

Pienen 4-elementtisen antenniryhmän kaukokenttävaatimus on noin 0,4 m. Teknillisen korkeakoulun radiolaboratoriolla on antennimittaushuone, jonka mitat ovat 6,3 m \times 5,5 m \times 8,7 m. Tässä huoneessa voidaan pitää mittausetäisyys riittävän pitkänä 4-elementtiselle antenniryhmälle. Tässä työssä esitetyt mittaukset on tehty radiolaboratorion heijastuksettomassa huoneessa lukuunottamatta sovitusmittauksia. Varsinaisen 256-elementtisen linkkiantennin mittaamiseen huone ei kuitenkaan sovellu.

5.3 Mittalaitteet

Mittalaitteita ei tarvita kovinkaan monta. Lähettimenä käytettiin taajuusalueella 37,0–37,64 GHz toimivaa oskillaattoria. Lähettimen kapea taajuuskaista rajoittaa suuntakuvi- ja vahvistusmittauksia taajuuden funktiona pelkästään alemmalle käyttötaajuusalueelle. Antennin toiminta on kuitenkin suunniteltu niin, että se olisi mahdollisimman vähän taajuudesta riippuvainen, joten on syytä olettaa ominaisuuksien pysyvän aikalailla samoina koko taajuusalueella 37,0–39,5 GHz.

Vastaanottimena käytettiin spektrianalysaattoria, joka ulkoisen sekoittimen avulla pystyy mittaamaan tehotasoa laajalla taajuusalueella.

Sovitusmittaukset on tehty vektoripiirianalysaattorilla, jolla on mitattu S-parametrit taajuuden funktiona.

5.4 Mittausmenetelmät

Käytetyt mittausmenetelmät ovat suoraviivaisia ja mahdollisimman yksinkertaisia virheiden välttämiseksi. Jokaisessa mittauksessa käytetty mittauskytkentä ja -periaate on selostettu seuraavissa kappaleissa.

5.4.1 Suuntakuvi

Suuntakuviomittauksessa mitataan antennin vastaanottama suhteellinen tehotaso kulman funktiona spektrianalysaattorilla. Saatua tulos tulostettiin piirturin avulla paperille, josta tulokset on nähtävissä. Lähettimessä käytettiin 20 dBi:n pyramiditorvea vastaanotetun tehotason nostamiseksi, jotta mittauksen dynamiikka kasvaisi. Suuntakuviomittauksen perusteella saadaan selville antennin säteilytaso huipputasoon nähden. Antennille asetettu suuntakuviavaatimus on annettu absoluuttisena tasona kulman funktiona. Absoluuttinen taso saadaan, kun vahvistusmittauksesta saadaan pääkeilan huipputaso, ja tiedetään säteilytaso kulman funktiona huipputasoon nähden. Mittaukset suoritettiin sekä E- että H-tasossa samalla tavalla.

5.4.2 Vahvistus

Vahvistusmittaukset tehtiin vertailumenetelmällä. Ensin mitattiin antenniryhmän vastaanottama tehotaso, jonka jälkeen mitattiin vertailuantennin vastaanottama tehotaso. Mittaukset toistetaan satunnaisvirheiden eliminoimiseksi. Mittaustulosten välinen ero on myös antennien vahvistusten ero, joten kun vertailuantennin vahvistus on tunnettu, voidaan antenniryhmän vahvistus laskea.

Vertailuantennina käytettiin pyramiditorvea, jonka apertuurin mitat ovat 27 mm × 36,5 mm ja pituus 5,5 cm. Pyramiditorven vahvistus on 20 dBi.

5.4.3 Sovitus

Antennin sovitusta tutkittiin S-parametrien avulla, jotka mitattiin vektoripiiri-analysaattorin avulla.

5.5 Mittaustulokset

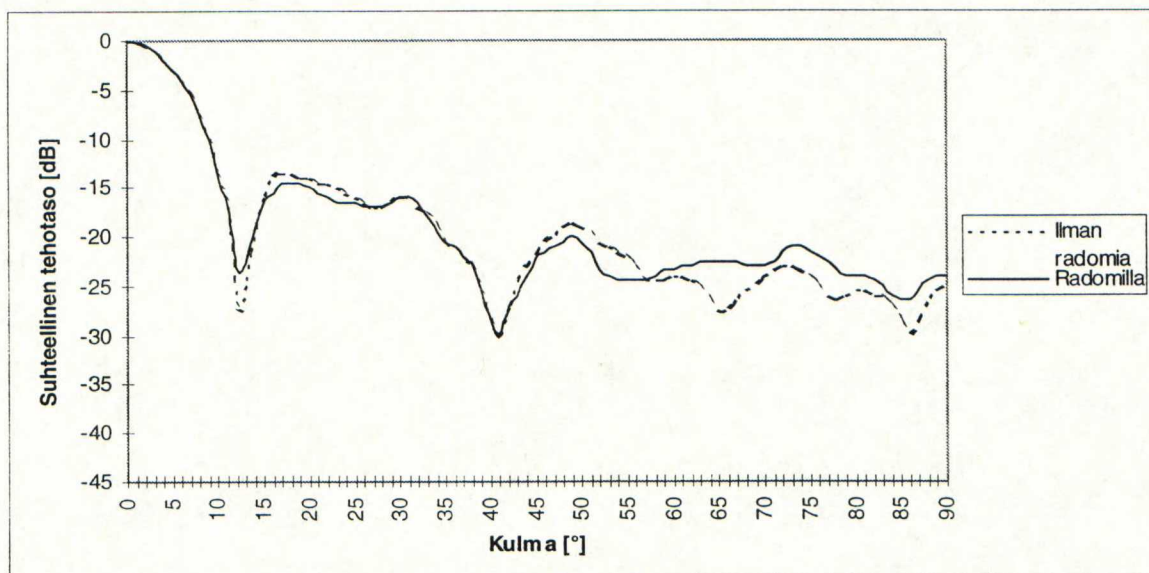
Mittaukset on tehty antenniryhmälle radomilla ja ilman. Tulokset on esitetty samoissa kuvissa vertailun helpottamiseksi. Taajuus on valittu lähettimen korkeimmaksi mahdolliseksi eli 37,64 GHz:ksi.

5.5.1 Suuntakuviot

Suuntakuviot on mitattu radiolaboratorion antennimittaushuoneessa 6 m:n mittausetäisyydellä. Suuntakuviomittauksessa on antennin pääkeila suuntaan 0°. Kuvaajissa annettu kulma on atsimuuttikulma pääkeilasta. Antennin suuntakuviot on hyvin symmetrisen pääkeilaan nähden, joten tästä syystä on piirretty suuntakuviot ainoastaan positiivisille astelukemille.

5.5.1.1 E-tason suuntakuviot

Antennin E-tason suuntakuviot atsimuuttikulman funktiona pääkeilasta mitattuna on esitetty kuvassa 5.5.

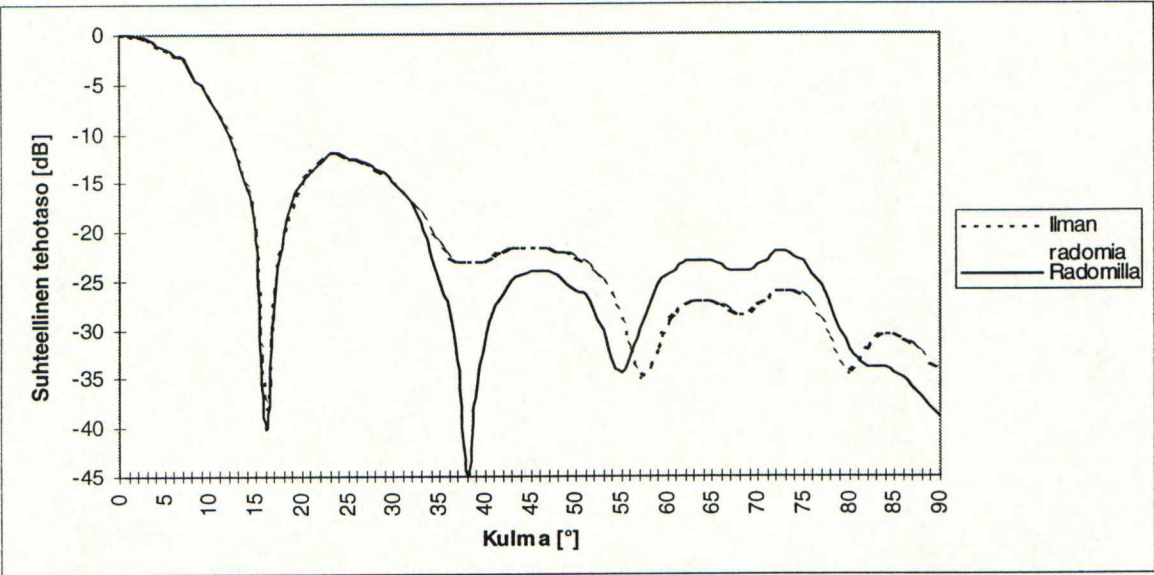


Kuva 5.5. E-tason suuntakuviot taajuudella 37,6 GHz.

Kuvasta 5.5 nähdään, että antenniryhmän suuntakuvio hieman muuttuu, kun apertuuri peitetään radomilla. Säteilykuvion nollakohdat säilyvät muuttumattomina, mutta säteilykuvion tasossa esiintyy pientä vaihtelua.

5.5.1.2 H-tason suuntakuvio

Antennin H-tason suuntakuvio atsimuuttikulman funktiona pääkeilasta mitattuna on esitetty kuvassa 5.6.



Kuva 5.6. H-tason suuntakuvio taajuudella 37,6 GHz.

Suuntakuvio säilyy H-tasossakin lähes muuttumattomana, vaikka antenni peitetään radomilla. Toisen sivukeilan huipputaso on noin 3 dB alemmalla tasolla, kun antenni on peitetty radomilla kuin ilman radomia. Toisaalta on kolmannen sivukeilan taso 3 dB korkeammalla radomilla kuin ilman radomia mitattu taso. Suuremmilla kulmilla (yli 55°) on mitattu suurempia tehotasoja, kun antenni on peitetty radomilla, mutta nämäkin tehotasot ovat huomattavasti alhaisemmat kuin lasketulla suuntakuviolla. Radomin vaikutus säteilykuvioon on siis hyvin pieni.

5.5.2 Vahvistus

Vahvistusmittaukset on tehty radiolaboratorion antennimittauhuoneessa, mittaus-etäisyyden ollessa 6 m. Mittaus on toistettu neljä kertaa ja taulukossa 5.1 on mittausten keskiarvot.

Taulukko 5.1. Vahvistusmittauksen tulokset

Lähetysantenni	Vastaanottoantenni	Vastaanotettu tehotaso [dBm]
WR-28 aaltoputki	4-elementtinen laatikkotorviryhmä	-48,2
WR-28 aaltoputki	20 dBi:n vertailutorvi	-49,3
	Tehoero [dB]	1,1

4-elementtisen antenniryhmän vahvistus on 1,1 dB suurempi kuin vertailuantennin vahvistus. Antenniryhmän vahvistus on siis noin 21,1 dBi. Tämä tarkoittaa noin 67 %:n apertuurihyötysuhdetta (kaava (2.3)).

Vastaava mittaus tehtiin, mutta hieman suuremmalla mittausetäisyydellä, kun 4-elementtinen antenniryhmä peitettiin radomilla. Tämän mittauksen tulokset on esitetty taulukossa 5.2.

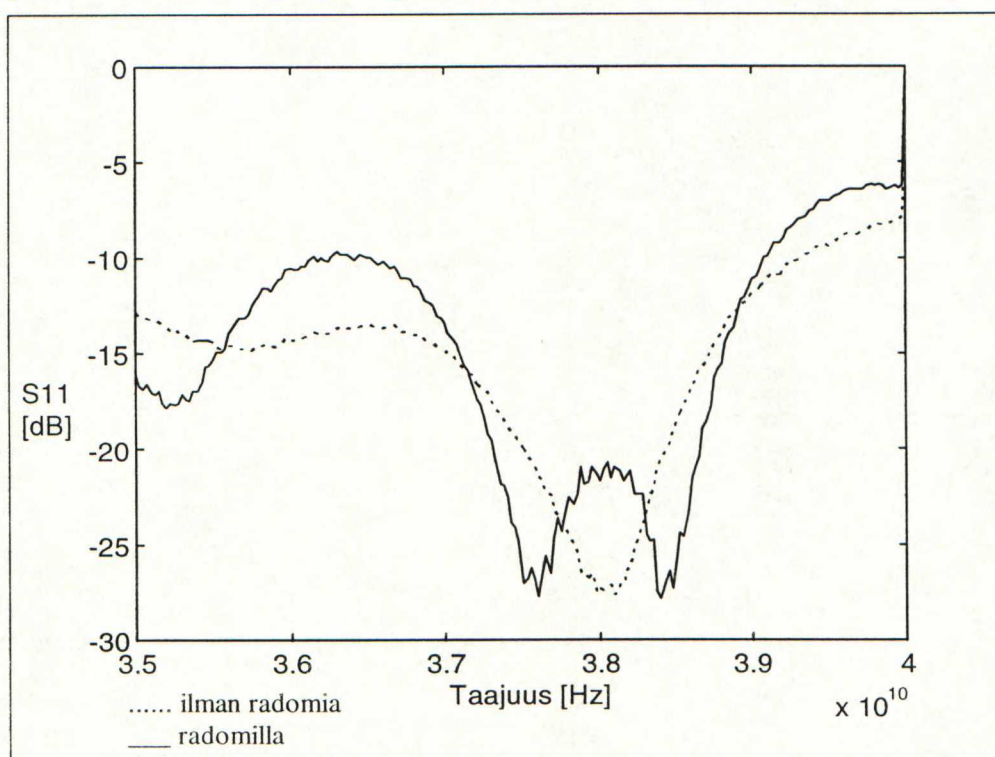
Taulukko 5.2. Vahvistusmittauksen tulokset

Lähetysantenni	Vastaanottoantenni	Vastaanotettu tehotaso [dBm]
WR-28 aaltoputki	4-elementtinen laatikko-torviryhmä + radomi	-49,7
WR-28 aaltoputki	20 dBi:n vertailutorvi	-50,8
	Tehoero [dB]	1,1

Radomilla varustetun antennin vahvistus on noin 21,1 dBi. Tuloksesta havaitaan, ettei radomi vaikuta merkittävästi antennin vahvistukseen. Käyttämällä useampaa desimaalia mittaustuloksissa saadaan tulokseksi, että vahvistus pienenee ainoastaan 0,03 dB, kun antenni peitetään radomilla.

5.5.3 Sovitus

Antennin sovitusta taajuuden funktiona mitattiin vektoripiirianalysattorilla. Mittaustulokset on esitetty kuvassa 5.7. Radomilla varustettuna saadaan laajemmalla alueella hyvä sovitusta, mutta toisaalta heijastuskerroin kasvaa taajuusalueen reunoilla.



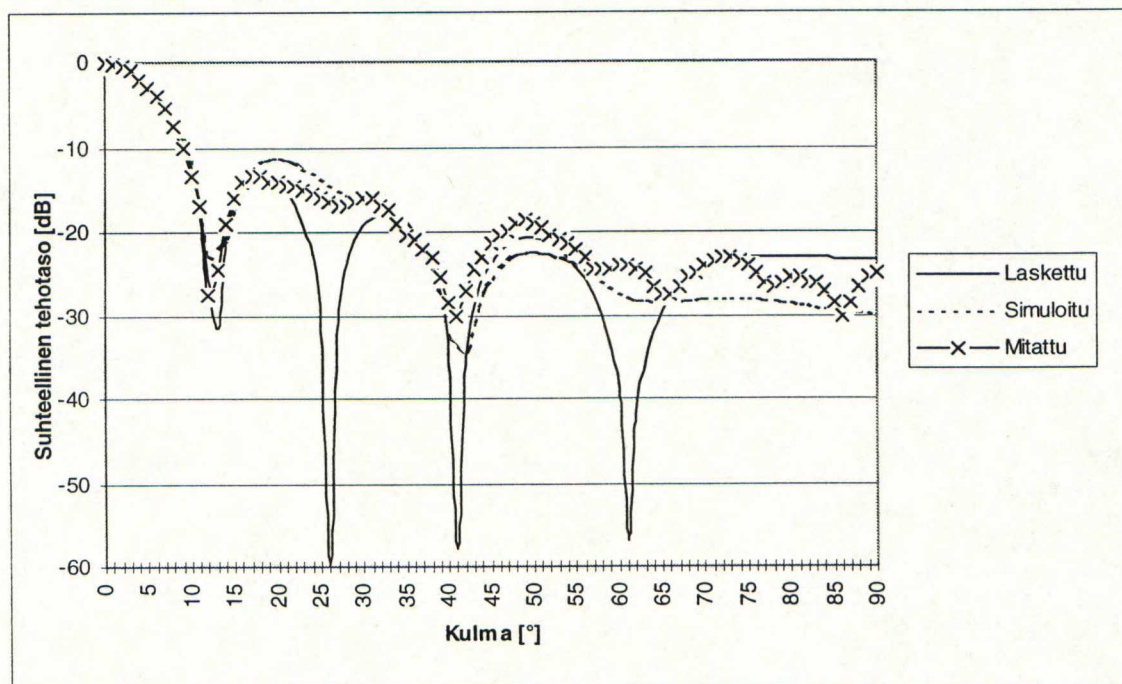
Kuva 5.7. Antennin sovitusta taajuuden funktiona radomilla ja ilman.

6. Pohdinnat

Tässä työssä on suunniteltu planaarin linkkiantenni 37–39,5 GHz:n taajuusalueelle. Suunnittelun perustana on käytetty antenniteorian laskumenetelmiä. Näiden laskujen tuloksien pohjalta on HFSS-ohjelman antamien simulointituloksien perusteella rakennettu 4-elementtinen antenniryhmä. Teorian ja käytännön välillä syntyy väistämättä eroavaisuuksia. Tutkitaan seuraavassa, missä kohtaa teoria ja käytäntö poikkeavat toisistaan ja kuinka paljon.

6.1 Tulosten vertailu

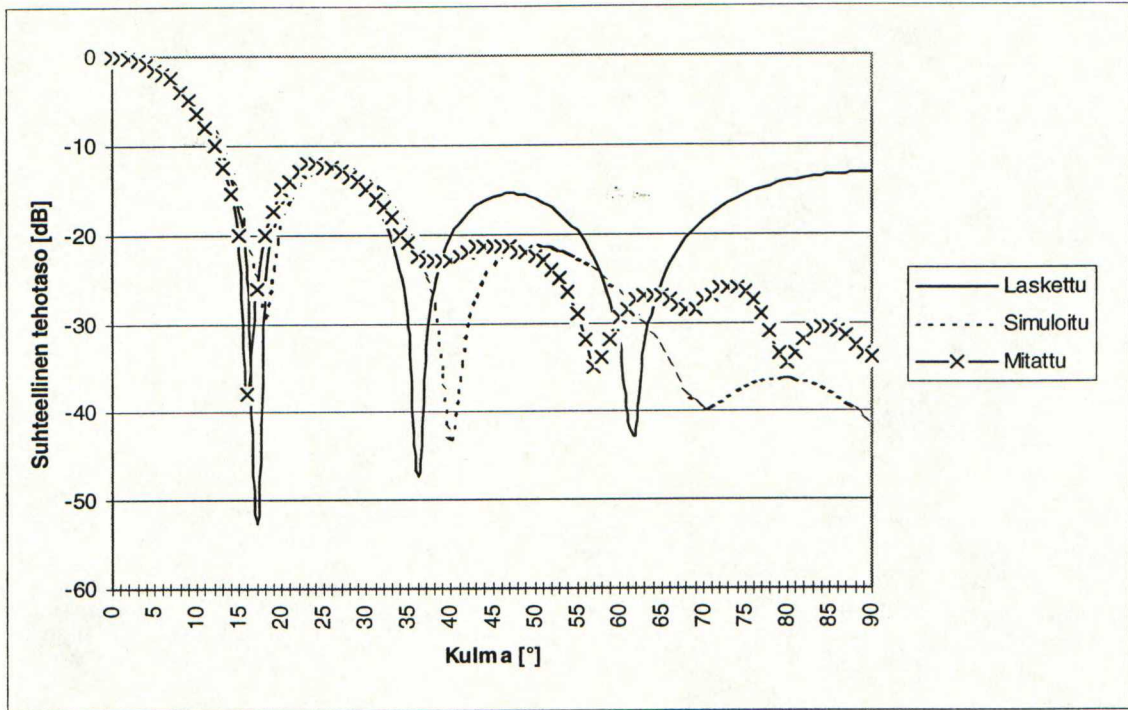
Vertaillaan 4-elementtisen antennin mitattuja, laskettuja ja simuloituja tuloksia keskenään taajuudella 37,64 GHz.



Kuva 6.1. E-tason suuntakuviovertailu.

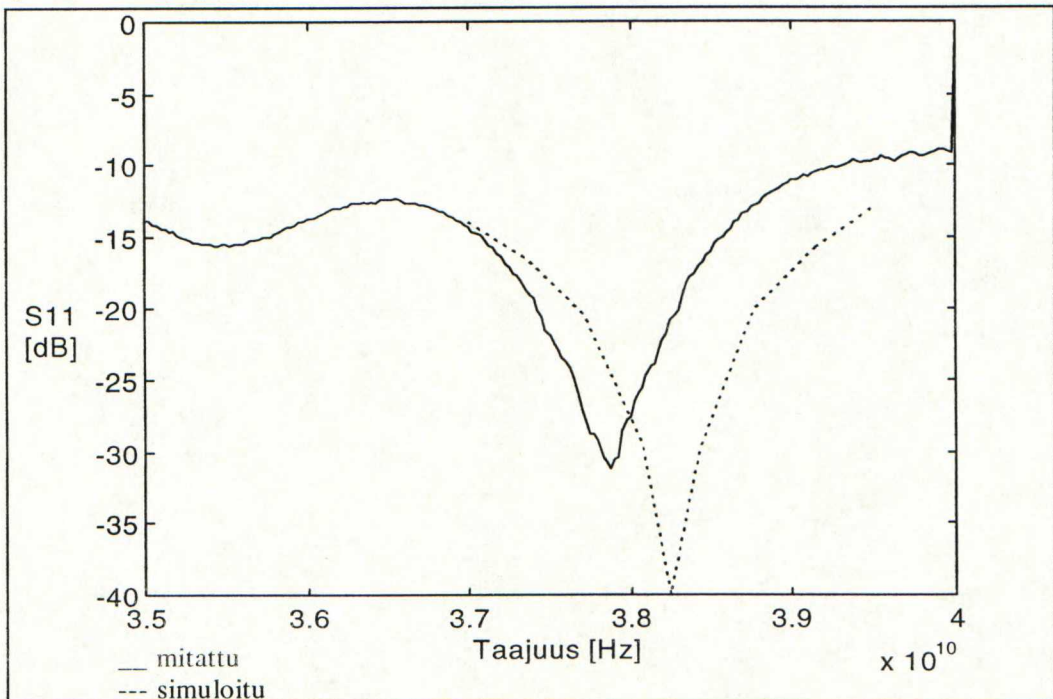
Antenniryhmä toimii niin kuin laskettujen tuloksien perusteella arvioitiin. Toisaalta oli odotettavissa simulointituloksien perusteella, että antenniryhmän suuntakuvio olisi

hyvä. Joillakin kulmilla esiintyy poikkeamia lasketuista arvoista, mutta ne johtunevat suurimmaksi osaksi rakennetun antennin valmistusvirheistä.



Kuva 6.2. H-tason suuntakuviovertailu.

Kuvasta 6.2 voidaan nähdä, että antenniryhmän mitattu H-tason suuntakuvio on huomattavasti parempi kuin laskettu. Suuremmilla kulmilla kuin 65° on tehotaso jopa 10 dB alempana kuin lasketulla käyrällä. Tämä oli kuitenkin odotettavissa, sillä simuloidun antenniryhmän suuntakuvio on mitattua parempi.



Kuva 6.3. Antenniryhmän sovitustarkastus.

Heijastuskerroin seuraa melko tarkasti simuloitua käyrää. Heijastuskertoimen minimikohta on siirtynyt noin 0,3 GHz alemmalle taajuudelle, mutta käyrän muoto on sama kuin simuloidulla. Syitä minimin siirtymiseen löytyy melko varmasti antenniryhmän valmistusvirheistä.

6.2 Parannusehdotukset

Aaltoputkitekniikalla tehdyn T-liitoksen sovittaminen laajakaistaisesti on vaikeaa. Rakennetussa antenniryhmässä on käytetty ainoastaan yhtä sovitustappia kokonaisen 5-portin sovittamiseen tilanpuutteen vuoksi. On kuitenkin mahdollista sovittaa T-liitos sijoittamalla ulostuloportteihin vastaavanlaiset esteet kuin nyt on tehty sisäänmenoportin osalta. Tämä tarkoittaisi 5-portin tapauksessa, että sijoitetaan sovitustappeja kappaleen neljään ulostuloporttiin. Tällä tavalla saadaan leveäkaistaisempi sovitus kuin yhdellä sovitustapilla. Tällainen rakenne on parhaillaan tutkimuksen kohteena.

Aaltoputki-T-liitoksen huonon sovituksen takia on käytettävä jonkinlaista estettä kumoavan heijastuksen herättämiseksi. Esteeksi on valittu lieriönmuotoinen tappi, mutta vastaavanlainen toiminta on mahdollista saada muuttamalla aaltoputken korkeutta tietyn pituisella alueella. Tällainen este saattaa osoittautua käyttökelpoiseksi, mikäli tappi ei sovellu kaikkiin valmistusmenetelmiin.

Esteen synnyttämän heijastuksen tulee olla yhtä suuri kuin T-liitoksen heijastuksen koko käyttötaajuuskaistalla. Tällainen toiminta on vaikea toteuttaa, koska linkkiantennin taajuuskaista on leveä. Tehonjakajien sovitusta tulisi pyrkiä parantamaan pienentämällä pelkän T-liitoksen heijastuskerrointa. Tässä tilanteessa jakaja on avainasemassa. Tällä hetkellä ei ole tiedossa sellaista jakajaa, jolla saadaan hyvä heijastuskerroin aaltoputki-T-liitokselle ilman erillistä sovitusta. Käyttämällä teräväreunaisempaa jakajaa saadaan heijastuskertoimen amplitudia pienennettyä, mutta tällainen ratkaisu asettaa kovat toleranssivaatimukset valmistusmenetelmälle ja materiaaleille.

Valitsemalla toinen aaltojohtotyyppi kuin aaltoputki on mahdollista käyttää neljännesaaltomuuntajia sovituksessa. Tällöin on mahdollista sovittaa syöttöverkko hyvin. Syöttöjohdon valinta vaikuttaa myös antennin hyötysuhteeseen, sillä hyvin häviöllinen aaltojohto vaimentaa signaalia syöttöverkossa, jolloin antennin vahvistus pienenee. Tulevaisuudessa lyödettäneen uudentyypisiä aaltojohtoja, joilla on pienet häviöt millimetriaaltoalueella, ja näitä voidaan hyvin käyttää syöttöverkossa antennirakenteen toimintaperiaatetta muuttamatta. Syöttöjohdosta on ainoastaan oltava mahdollisuus kytkeä teho säteilijäelementtiin.

Syöttöjohdon koko rajoittaa pitkälti pienintä mahdollista elementtiväliä molemmissa tasoissa. Elementtiväli taas määrää yksittäisen elementin apertuurikoon. Suurentamalla tai pienentämällä koko antennin apertuurikokoa voidaan antennin vahvistus saada halutuksi. Joissakin tilanteissa riittää 32 dBi:n vahvistus ja antennin koko on tärkeämpi tekijä. Pienemmällä apertuurikoolla voidaan antennin paksuutta pienentää kasvattamatta säteilijäelementin apertuurissa syntyvää vaihevirhettä nykyisestä. Antenniryhmän kokoa voidaan pienentää esim. puolittamalla elementtien lukumäärä. Tällöin antenni täyttää suuntakuviovaatimukset ainoastaan toisella polarisaatiolla. Antennin puolittamisesta ei ole muuta haittaa kuin vahvistuksen pienentyminen 3 dB, mikäli toinen polarisaatio ei ole käytössä samalla yhteysväliä.

Laatikkotorven avausfunktio E-tasossa on rakennetussa antennissa lineaarinen, mutta on mahdollista, että löytyy esim. kaareva funktio, jolla saadaan yhtä pieni vaihevirhe torven apertuurissa lyhyemmällä torvella. Torven pituutta lyhentämällä voidaan rakentaa vieläkin ohuempi antenniryhmä, mutta vaihevirhe apertuurissa ei saa kasvaa liian suureksi. Täsmälleen, kuinka paljon laatikkotorven apertuurin vaihevirhe vaikuttaa antenniryhmän

suuntakuviioon, ei ole tiedossa, joten ainakin E-tason suunnassa tämä on tutkimisen arvoinen asia. Pienikin pituuden lyheneminen E-tasossa näkyy heti antennin kokonaispaksuudessa, sillä torven pituutta voidaan helposti lyhentää 8 mm:iin, tarvitsematta muuttaa H-tason muotoilua. Antenniryhmän kokonaispaksuudeksi tulee tällöin noin 2,6 cm, mikä on varmasti riittävän ohut linkkiantennille.

6.3 Johtopäätökset

Tässä työssä on kehitetty planaarin linkkiantenni 37–39,5 GHz:n taajuusalueelle. Antennin rakenne on hyvin yksinkertainen, ja se koostuu pelkästään kahdesta osasta. Yksinkertaisuudesta johtuen antenni on epäherkkä valmistusvirheille ja se on edullinen valmistaa.

Suuntakuviosta on poistettu sivukeilat aallonpituutta suuremmasta elementtivälisestä huolimatta käyttämällä säteilijäelementtinä laatikkotorvea. Laatikkotorven mittoja muuttamalla vaikutetaan elementin säteilykuviioon. Tällä tavalla voidaan sijoittaa elementin suuntakuviion nollakohta samaan suuntaan kuin ryhmäkertoimella on sivukeila. Näiden yhteisvaikutuksesta antenniryhmän sivukeila häviää ja suuntakuviioon jää ainoastaan pääkeila.

Sijoittamalla elementit melko kauas toisistaan saadaan syöttöverkossa tilaa vähähäviöiselle suorakulmaiselle aaltoputkelle. Vähähäviöisen syöttöjohdon ansiosta saadaan antenniryhmälle hyvä hyötysuhde.

Mittaustuloksista havaittiin 4-elementtisen antennin toimivan laskettua paremmin. Mikäli tämä suunta säilyy varsinaisella 256-elementtisellä antennilla, on odotettavissa, että suuntakuviovaatimukset täyttyvät sekä H-tasossa että E-tasossa, ja on mahdollista, että erittäin hyvälle antennille (high performance) asetetut vaatimuksetkin täyttyvät pystypolarisaatiolla. Tämä jää kuitenkin nähtäväksi, kun ensimmäinen linkkiantenni on valmistettu.

Pienelle 4-elementtiselle antenniryhmälle on mitattu vahvistukseksi 21,2 dBi, mikä vastaa apertuurihyötysuhdetta 67 %. Tämä on korkea arvo. 256-elementtiselle ryhmälle voidaan tällöin laskea vahvistukseksi 39,4 dB. Häviöt syöttöverkossa kasvavat kuitenkin, mutta pysyivät 1 dB:n alapuolella. Planaarisen linkkiantennin vahvistus ylittää kirkkaasti sille asetetun 32 dBi:n tavoitearvon. Koska vahvistus on näin suuri, asettaa tämä kovat vaatimukset suuntakuviolle, sillä standardissa on annettu sivukeilatason isotrooppiseen antenniin verrattuna. E-tasossa on laskettu olevan 3 dB varaa standardiin nähden. Mikäli kuitenkin vahvistus kasvaa arvoon 38 dBi, eli 6 dB:llä, saattaa ETSI-standardin asettama raja ylittyä suuremmilla kulmilla. Tämä voidaan kuitenkin korjata lisäämällä pieni taperointi E-tason suunnassa samalla tavalla kuin nyt on tehty H-tason suunnassa. Tärkeämmällä polarisaatiolla (H-taso) on varaa standardin asettamalle rajalle jopa yli 10 dB, joten vahvistuksen kasvaminen 6 dB:llä ei ole ongelma.

Antennin sovitin on tällä hetkellä ainoa kohta, joka ei täysin toteuta tavoitearvoa. Täysikokoisen antennin sovitin ei ole vielä tiedossa, mutta koko taajuuskaistalle asetettu tavoitearvo heijastuskertoimen itseisarvolle -20 dB ei välttämättä toteudu. Tästä syystä jatketaan vielä syöttöverkon kehittämistä sovituksen parantamiseksi.

Linkkiantennin koolle oli asetettu tavoitteeksi pienentää antennin paksuutta huomattavasti nykyisten antennien paksuudesta eli noin 20 cm:stä. Suunniteltu antenni voidaan rakentaa tässä työssä suunniteltujen komponenttien avulla helposti alle 4 cm:n paksuiseksi. Antennin pinta-alakin on pienentynyt parantuneen apertuurihyötysuhteen ansiosta.

Syöttöverkossa voidaan käyttää muitakin syöttöjohtoja kuin suorakulmaista aaltoputkea. Tärkeää on mahdollisuus kytkeä teho laatikkotorveen, ja se voidaan tehdä esim. sondikytkennällä. Toinen tärkeä asia on syöttöverkon vähähäviöisyys. Antennin vahvistus pienenee väistämättä, jos syöttöverkossa esiintyy suuria häviöitä. Samanlaista rakennetta voidaan käyttää muillakin taajuuksilla ja varsinkin alemmilla taajuuksilla löytyy laaja valikoima erilaisia aaltojohtoja.

Linkkiantenneille asetetut vaatimukset ovat kovat, ja tähän saakka niitä on pystytty täyttämään ainoastaan kookkailla heijastin- ja linssiantenneilla. Kehitetyn antennin säteilyominaisuudet ovat erittäin hyvät, vaikka antennin koko on huomattavasti pienempi kuin käytössä olevilla antenneilla. Mikäli suuntakuvio täyttää H-tasossa (linkkijänteen signaali pystypolarisoitunut) ETSI-standardin asettamat vaatimukset erittäin hyvälle antennille, (high performance) voidaan katsoa, että on kehitetty linkkiantenni, joka on halpa ja yksinkertainen valmistaa, kaikilta mitoiltaan pienempi kuin nykyisin käytössä olevat antennit ja jonka säteilyominaisuudet ovat yhtä hyvät.

Antennia voidaan vielä kehittää, ja muuttamalla elementtien mittoja ja välimatkoja voidaan aikaansaada monenlaista hyötyä. Antennin toimintaperiaate ei ole mitenkään sidoksissa käytettävissä olevaan taajuuteen, vaan vastaavanlaisella rakenteella voidaan rakentaa mikro- ja millimetriaaltoalueelle suuntaava ja hyvän hyötysuhteen omaava antenni, joka kaiken lisäksi on helppo ja edullinen valmistaa.

Kirjallisuusviitteet

- [1] S.-G. Häggman, *Digitaaliset radiolinkit*, Espoo, Opetusmonisteet, Otatieto, 1994, 309 s.
- [2] I. V. Lindell, *Radioaaltojen eteneminen*, Espoo, Otakustantamo, 1985, 207 s.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, New York, Harper & Row, 1982, 790 s.
- [4] W. Kummer, Basic array theory, *Proceedings of the IEEE*, 80(1992)1, 1992, s. 127–141.
- [5] S. Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, London, Peter Peregrinus Ltd., 1984, 623 s.
- [6] I. V. Lindell, *Antenniteoria*, Espoo, Otakustantamo, 1986, 221 s.
- [7] J. D. Kraus, *Antennas*, New York, McGraw-Hill Book Company Inc., 1950, 553 s.
- [8] R. E. Collin, F. J. Zucker, *Antenna Theory: Part I*, McGraw-Hill Book Company Inc., 1969, 665 s.
- [9] H. P. Williams, *Antenna Theory and Design*, London, Sir Isaac Pitman & Son Ltd., 2nd Ed., 1966, 790 s.
- [10] L. Thourel, *The Antenna*, London, Chapman & Hall, 1960, 407 s.
- [11] P. Bhartia, I. J. Bahl, *Millimeter Wave Engineering and Applications*, John Wiley & Sons, 1984, 714 s.
- [12] O. Einarsson, Optimization of planar arrays, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 27(1979)1, s. 86–92.
- [13] D. K. Cheng, Optimization techniques for antenna arrays, *Proceedings of the IEEE*, 59(1971)12, s. 1664–1674.
- [14] R. C. Hansen, Array pattern control and synthesis, *Proceedings of the IEEE*, 80(1992)1, s. 141–152.
- [15] R. J. Mailloux, Antenna array architecture, *Proceedings of the IEEE*, 80(1992)1, s. 163–173.
- [16] R. J. Mailloux, Phased array theory and technology, *Proceedings of the IEEE*, 70(1982)3, s. 246–291.

- [17] A. T. Villeneuve, Taylor pattern for discrete arrays, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(1984)10, s. 1089–1093.
- [18] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*, New Jersey, Prentice-Hall Inc., 1981, 594 s.
- [19] J. P. Daniel, G. Dubost, C. Terret, J. Citerne, M. Drissi, Research on planar antennas and arrays: "Structures rayonnantes", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 35(1993)1, s. 14–38.
- [20] J. Hirokawa, M. Ando, N. Goto, Waveguide-fed parallel plate slot array antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 40(1992)2, s. 218–223.
- [21] A. Lehto, A. Räisänen, *RF- ja mikroaaltotekniikka*, Espoo, Otatiето, 1994, 250 s.
- [22] A. Räisänen, A. Lehto, *Radiotekniikka*, Espoo, Otatiето, 1992, 280 s.
- [23] J. R. James, P. S. Hall, C. Wood, *Microstrip Antenna - Theory and Design*, London, Peter Peregrinus Ltd., 1981, 290 s.
- [24] P. S. Hall, C. M. Hall, Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design, *IEE Proceedings*, Part H, 135(1988)3, s. 180–186.
- [25] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman, D. Treves, A study of microstrip array antennas with the feed network, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37(1989)4, s. 426–434.
- [26] E. Rammos, New wideband high-gain stripline planar array for 12 GHz satellite TV, *Electronics Letters*, 18(1982)6, s. 252–253.
- [27] E. Rammos, Suspended-substrate line antenna fits 12-GHz satellite applications, *Microwave System News*, 3(1984)3, s. 110–126.
- [28] K. Ichikawa, J. I. Takada, M. Ando, N. Goto, A radial line slot antenna without a slow wave structure, *Electronics and Communications in Japan*, Part I, 76(1993)7, s. 81–88.
- [29] T. Sehm, *Aaltoputki-ripustettu liuskajohto-siirtymä taajuusalueella 37–39,5 GHz*, radiotekniikan erikoistyö, TKK, Espoo, 1995, 15 s.
- [30] P. Jackson, CAD benchmark: electromagnetic simulators, *Microwave Engineering Europe*, November 1994, s. 11–20.
- [31] T.-S. Horng, N. Alexopoulos, Corporate feed design for microstrip arrays, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 41(1993)12, s. 1615–1624.
- [32] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, London, Peter Peregrinus Ltd., 1986, 428 s.

- [33] I. V. Lindell, *Aaltojohtoteoria*, Espoo, Otatieto, 1990, 299 s.
- [34] J. Uher, J. Bornemann, U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*, Boston, Artech House, 1993, 457 s.
- [35] M. Koshiba, M. Suzuki, Application of the boundary-element method to waveguide discontinuities, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 34(1986)2, s. 301–307.
- [36] J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando, N. Goto, An analysis of a waveguide T junction with an inductive post, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39(1991)3, s. 563–566.
- [37] J. Hirokawa, M. Ando, N. Goto, Waveguide π -junction with an inductive post, *IEICE Transactions on Electronics*, E75-C(1992)3, s. 348–351.
- [38] T. Sehm, *Planaarinen 38 GHz:n linkkiantenni*, tutkimusraportti, TKK, Espoo, 1995, 79 s.
- [39] H. Meinel, Applications of microwaves and millimeterwaves for vehicle communications and control in Europe, *IEEE MTT-S International Symposium Digest*, 1992, s. 609–612.
- [40] A. Lehto, A. Räisänen, *Mikroaaltomittaustekniikka*, Espoo, Otatieto, 1992, 218 s.